

# HÍRADÁS- TECHNIKA

---

A HÍRADÁS-  
TECHNIKAI  
TUDOMÁNYOS  
EGYESÜLET  
LAPJA

9

# HÍRADÁS- TECHNIKA

---

A HÍRADÁSTECHNIKAI TUDOMÁNYOS EGYESÜLET LAPJA

---

## TARTALOM

DR. TARNAY KÁLMÁN—DR. SZÉKELY VLADIMIR: A TRANZ-TRAN nemlineáris áramköranalízis program .....	257
Szemle .....	264, 268, 283, 287
DR. VÁGÓ ISTVÁN: Nullátorokat és norátorokat tartalmazó hálózati modellek számítása .....	265
KORMOS ISTVÁN: Digitális szűrők .....	269
KÁLMÁN ISTVÁN: Hálózati transzformátorok méretezése .....	277
Tartalmi összefoglalások .....	285
Обобщение .....	285
Zusammenfassungen .....	285
Summaries .....	286
Résumés .....	286

Szerkesztőség: BOGLÁR GYULA főszerkesztő, SZÖLLŐSI GYÖRGYNÉ szerkesztőségi titkár, BALOGH PÁL, DR. SÁRKÖZI GÉZA kandidátus és MAY PÉTER tudományos szerkesztők, DR. FLESCHE ISTVÁN, DR. RUPPENTHAL PÉTER szerkesztőségi munkatársak. — A szerkesztőség címe: 1024 Budapest II., Mártírok útja 85. II. em. 231. Telefon: 154-859 — A Híradástechnikai Tudományos Egyesület címe: 1055 Budapest V., Kossuth Lajos tér 6-8. Telefon 113-027

Szerkeszti a szerkesztő bizottság

**INDEX: 25.375**

## HÍRADÁSTECHNIKA

Kiadja a Lapkiadó Vállalat, 1906 Budapest, Lenin körút 9-11. Levélcím: 1906. postafiók 223. Telefon: 221-285. Felelős kiadó: SIKLÓSI NORBERT igazgató. Terjeszti a Magyar Posta. Előfizethető bármely postahivatalnál, a kézbesítőknél, a Posta hírlapüzleteiben és a Posta Központi Hírlapirodánál (KHI, 1900 Budapest, József nádor tér 1.) közvetlenül vagy postautalványon, valamint átutalással a KHI 215-96 162 pénzforgalmi jelzőszámra. Előfizetési díj: fél évre 36 Ft, egész évre 72 Ft. Egyes szám ára: 6 Ft. Megjelenik havonta. A folyóirat külföldre előfizethető: „KULTURA” P. O. B. 149 H. — 1376 Budapest, 62. 73.687 Egyetemi Nyomda, Budapest. Felelős vezető: JANKA GYULA igazgató



DR. TARNAY KÁLMÁN—DR. SZÉKELY VLADIMÍR  
BME Elektronikus Eszközök Tanszék

## A TRANZ-TRAN nemlineáris áramköranalízis program

ETO 621,372.2.09:681.3.06

Az áramkörtervezői gyakorlatban az utóbbi években egyre inkább tért hódítanak a számítógépi módszerek. Ma már rendszeresen olvasunk, hallunk számítógéppel tervezett vagy ellenőrzött elektronikus áramkörökről. Jellegzetes tény, hogy a gépek ilyen célú felhasználásakor az áramkörtervező nem az általános rendeltetésű programnyelvek egyikén ír programot a problémájához, hanem a kifejezetten áramköranalízis vagy szintézis feladatok megoldására létrehozott programok valamelyikét használja.

Különösen az „analizáld az áramkört!” feladatkitűzés bizonyult olyannak, amelyre általános, vagy legalábbis a felmerülő problémák igen nagy kategóriáját lefedő számítógépi programokat lehet létrehozni, univerzális segédeszközt adva velük a tervezők kezébe. Ezzel magyarázható, hogy az elmúlt évtizedben szép számmal jöttek létre univerzális áramköranalízis programok (holott egy-egy ilyen program kidolgozása mögött sok mérnök-évnnyi munka áll), és hogy ezek ma már jelentős elterjedtségnek örvendenek (néhányuk több száz számítóközpontban hozzáférhető). E programok legismertebb képviselői a NET-1, az ECAP, az AEDNET, a CALAHAN, a SCEPTRE [4, 5]. Mindegyikük felhasználó-orientált bemeneti nyelvvel rendelkezik — vagyis a felhasználatól egyik sem követel a szó szokványos értelmében vett programozási ismereteket, csak egy használati utasítás áttanulmányozását.

Kétségtelen, hogy az univerzális analízisprogramok használatbavételével kialakuló gyakorlat a célszerű és gazdaságos megoldás vonalát követi, hiszen az e programok létrehozásához szükséges egyszeri nagy anyagi, szellemi ráfordítás a későbbi felhasználás során az áramköri problémák gyors és egyszerű megoldásán keresztül sokszorosán megtérül. Ezért, felismerve az ilyen programok létjogosultságát és szükségességét, a BME Elektronikus Eszközök és Félvezetők Tanszékén 1968-ban a félvezetőeszközök és félvezetős áramkörök gépi analízisével kapcsolatos kutatómunkát kezdtünk [1]. E tevékenység egyik eredménye a TRANZ-TRAN (TRANZisztor-TRANziens) áramköranalízis program — aminek bemutatása e cikk célkitűzése.

### 1. Általános jellemzés, szolgáltatások

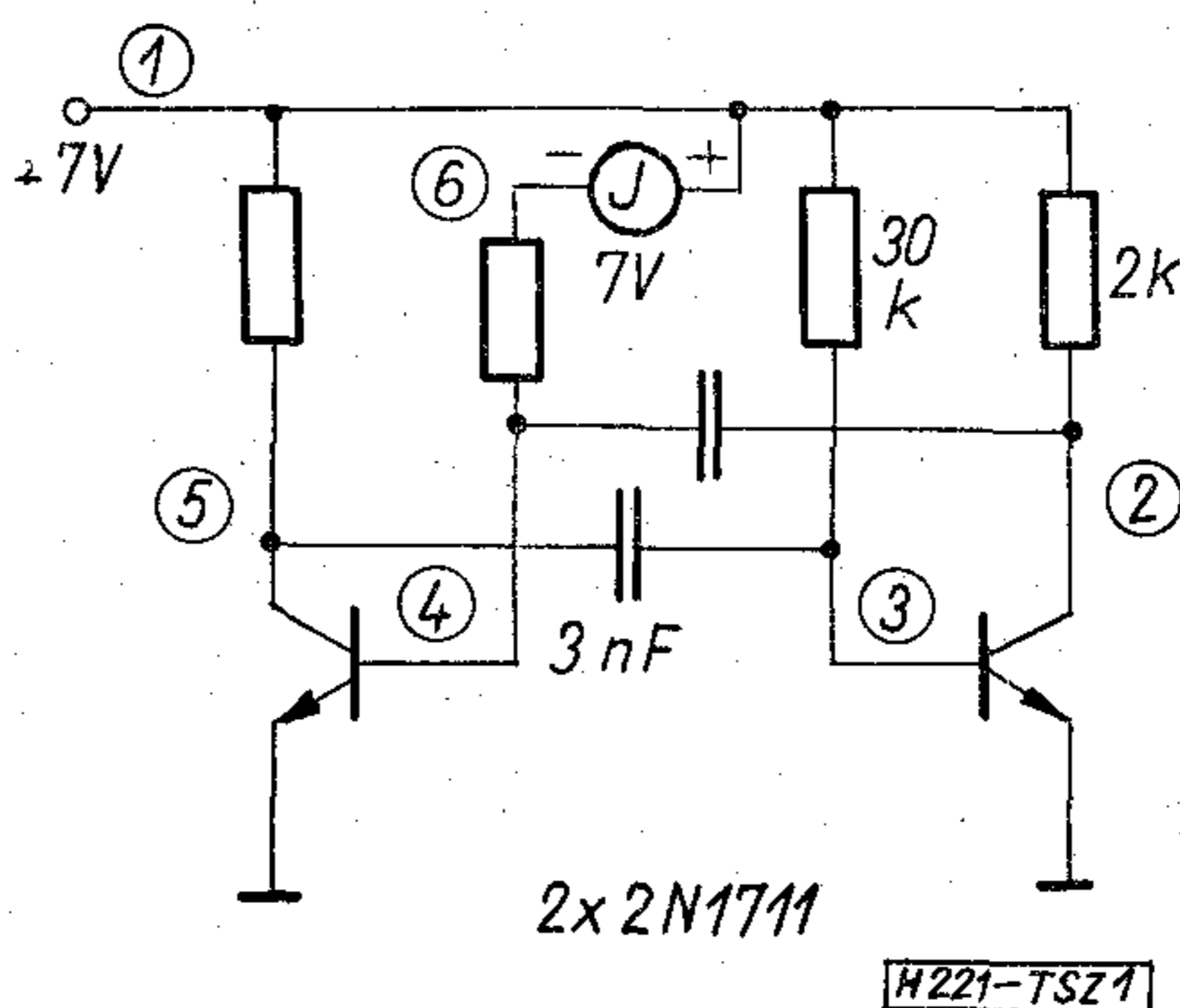
A TRANZ-TRAN programrendszer félvezetődiódákat, tranzisztorokat és egyéb, összetettebb félvezetőeszközöket tartalmazó nemlineáris hálózatok analízisére használható. A vizsgálandó áramkört az alábbi analíziseknek vethetjük alá:

- egyenáramú (DC) analízis
- transzfer karakterisztika számítás
- egyenáramú elem-érzékenység vizsgálat
- kisjelű váltakozóáramú (AC) analízis
- zajanalízis
- tranziens analízis.

Valamennyi analízisfeladatban lehetőség van a termikus hatások egzakt figyelembevételére.

A programrendszer nagyszámú, különböző jellegű félvezetőeszközre beépített modellel rendelkezik. Az egyes eszközök adatait kereskedelmi nevük alapján hívja a belső félvezetőkatalógusból.

A rendszert, hatékonyságának növelése végett, egy sor többlet-szolgáltatásra is felkészítettük. Ilyen lehetőségek: az alkatrész-módosítás és ismételt analízis, rész-áramkörök tárolása a program áramkörtárában, hívásuk onnan, kívánt paraméterekkel rendelkező dióda vagy tranzisztor katalógusba vitele, lehetőség a megszakított analízis későbbi időpontban történő folytatására stb. A programrendszer jelenleg az Egyetemi Számítóközpont RAZDAN-3 gépén működik. Hossza kb. 70 000 szó. Az analízálható



1. ábra. Az analízálható multivibrátor. A rezgést a  $J$  jelforrás feszültségének nullára váltása indítja



maximális hálózat-méretre az alkalmazott gép memóriakapacitás- és sebesség adatai a meghatározóak; jelen esetben ez (analízisfajától függően) 60–80 csomópontban szabja meg a felső határt. A program eredetileg ALGOL nyelven íródott, de ma már FORTRAN változata is létezik.

Az alkalmazott, felhasználó-orientált bemeneti nyelvet egy példán mutatjuk be. Az 1. ábrán az analízálendő áramkör: egy astabil multivibrátor kapcsolását látjuk. Feladatunk az áramkör tranziens viselkedésének vizsgálata.

Mindenekelőtt beszámoltuk a hálózat csomópontjait — e sorszámok szerint hivatkozunk majd a későbbiekben rájuk. Ezután a 2. ábrán látható módon írtuk le a feladatot a gép számára. Két jellegzetes adatsortot különböztethetünk meg az ábrán. Az első az áramkör topológiáját és elemeit definiáló rész, az *áramkörleírás*. Ebben találjuk meg az alkatrészek felsorolását — egy ellenállásnál pl. a csatlakozó csomópontok sorszámának és az ohmokban kifejezett értéknek a feltüntetésével. A második jellegzetes adatsortot az «UTASÍTÁSOK» alapjel utáni. Az elvégzendő analízisfeladatokat és dokumentálási kívánalmakat soroljuk itt fel. Példánkban DC analízist, majd utána tranziens vizsgálatot kértünk.

A 2. ábra szerinti szöveget tartalmazó szalagot beolvasva, a program elvégzi a multivibrátor analízisét. Elvégzi — de csak akkor, ha a kapott feladatban semmi kifogásolni valót nem talált. Bármilyen egyszerű és jól memorizálható is a program bemeneti nyelve, a felhasználó mégis követhet el benne hibákat. Elfelejtí egy ellenállás értékét megadni, olyan tranzisztort hív, ami nincs a katalógusban stb. Jelentős funkciója tehát a programnak a feladat beolvasás utáni részletes vizsgálata, és a hibás, értelmezhetet-

```

<<ÁRAMKÖRLEÍRÁS>>
<<MULTIVIBRATOR>>
6
<<NPN-TRANZISZTOR>> 0 4 5 <<2N1711...>>
<<NPN-TRANZISZTOR>> 0 3 2 <<2N1711...>>
<<ELLENÁLLÁS>> 1 2 2000
<<ELLENÁLLÁS>> 1 5 2000
<<ELLENÁLLÁS>> 3 1 30000
<<ELLENÁLLÁS>> 4 6 30000
<<KONDEZATOR>> 2 4 3*10-9
<<KONDEZATOR>> 3 5 3*10-9
<<JELFORRÁS>> 1 6 7.0
<<TAPFESZULTSEG>> 1 7.0
<<CSOMOPONTI KOZELITŐ FESZULTSEGEK>>
7.0 1.0 1.0 0.0 7.0 0.0

<<UTASÍTÁSOK>>

<<DC.ANALIZIS>>
<<ÁGAK, CSOMOPONTOK>>
<<FELVEZETOK>>

<<MAX.GEPIDO>> 15
<<IMPULZUSGENERATOR>> 1 6
<<ALAPSZINT, AMPLITUDO>> 10.0 -10.0
<<ISMETLODESI IDO>> 0.001
<<TK,TF,TT,TE>> 2*10-5 0.0 5*10-4 0.0
<<TRANZIENS ANALIZIS>> 5*10-6 2*10-4
<<PRINT...>> 2
<<PRINT...>> 3
<<PRINT...>> 4
<<PRINT...>> 5

<<*VEGE...>>
    
```

2. ábra. Felhasználói program az 1. ábrán látható hálózat tranziens viselkedésének vizsgálatára

len részek kijelölése. A TRANZ-TRAN programrendszer igen gondosan analízálja a bevitt feladatot, s a hibákat azok pontos helyének és természetének feltüntetésével jelzi. A rendszer több mint 100 hibakategóriát különböztet meg. A hibásan leírt feladatok részletes diagnosztikája biztosítja, hogy még nagy, bonyolult hálózatok analízisének indítása sem jár zökkenőkkel.

1972.09.27.

TRANZ-TRAN 2. FUTTATÁS: A 327362/720808 KÓDSZÁMRA

14. OLDAL

TRANSZFER KARAKTERISZTIKA

1972.09.27. 21H52.14

VEZERLESI PONTOK 7 0

KÖRNYEZETI HŐMÉRSÉKLET 25.00 CELSIUS

B E M E N O		K I M E N O F E S Z U L T S E G ( H Ő M É R S É K L E T )						E P S	
F E S Z U L T S E G	Á R A M	15	2	6	3	17	16		
0.000000	-0.000000852	1.091429	6.816251	6.816250	7.970942	7.943150	7.236705	+ .107/-05	
							T 5	NORMAL AKTIV	
							T 6	NORMAL AKTIV	
							T 7	NORMAL AKTIV	
							T 8	NORMAL AKTIV	
							T 9	NORMAL AKTIV	
							T 10	INVERZ AKTIV	
							T 11	NORMAL AKTIV	
							T 12	NORMAL AKTIV	
							T 13	NORMAL AKTIV	
							T 14	NORMAL AKTIV	
							D 15	LEZAR	
							D 16	LEZAR	
0.000250	-0.00000856	1.579566	6.813777	6.810211	7.966340	8.431291	7.724843	+ .137/-05	
0.000500	-0.00000861	2.016934	6.811562	6.804364	7.962000	8.868664	8.162211	+ .814/-03	
0.000750	-0.00000865	2.406813	6.809591	6.798696	7.957905	9.258548	8.552092	+ .608/-03	
							T 10	NORMAL AKTIV	
0.001000	-0.00000869	2.746745	6.807889	6.793239	7.954085	9.598484	8.892025	+ .990/-03	
0.001250	-0.00000874	2.863953	6.807760	6.789347	7.951966	9.715693	9.009233	+ .232/-05	
							T 10	NORMAL TELITES	
0.001500	-0.00000878	2.916770	6.808038	6.785843	7.950284	9.768510	9.062049	+ .343/-03	
0.001750	-0.00000882	2.958687	6.808329	6.782323	7.948609	9.810428	9.103967	+ .449/-05	
0.002000	-0.00000887	2.994728	6.808600	6.778752	7.946906	9.846469	9.140008	+ .677/-06	

A FUTÁS BEFEJEZŐDÖTT 1972.09.27. 21H58.42

3. ábra. Egy oldal a TRANZ-TRAN eredmény-dokumentálási képéből

H221-TSZ3



A program felhasználó-orientált jellege az eredményközlés módjában is megnyilvánul. A dokumentálás formáját a felhasználó szabja meg; módjában áll az eredményeket tetszés szerinti (pl. félvezető-eszközök, vagy ellenállások, vagy csomópontok stb. szerinti) bontásban kérni. A nyomtatási képek kialakításánál az áttekinthető, minden magyarázat nélkül értelmezhető formára törekedtünk. Erre példa a 3. ábra faximilége: részlet egy TRANZ-TRAN futtatásból.

## 2. Modellkészlet

A TRANZ-TRAN programrendszer modellkészletének kialakítása során két igen lényeges szempontot tartottunk szem előtt: a modell-készlet egységességét és hierarchikus felépítését.

Az *egységesség* követelménye azonnal felmerül, amint egy programot több analízis-fajta elvégzésére teszünk alkalmassá. A problémát itt az okozza, hogy más módon kell az eszközöket modellezni pl. a nemlineáris, egyenáramú viselkedés szempontjából, mint a kisjelű, frekvenciafüggő sajátosságokra vonatkozóan — ugyanakkor nem szabad, hogy az egyes analízisek ellentmondó (vagy akár csak pontatlanul összevágó) eredményekre vezessenek. Programunkban az egyes analízis-szegmensek közös eszközmodellekből származtatják, redukálják a számukra szükséges rész-modelleket — így az egységesség követelménye messzemenően teljesítve van. Egy DC analízis eredménye mikrovolt pontossággal megegyezik a stacionárius állapotra kapott tranziens megoldással, a DC analízisnél dokumentált erősítésadat az igen kis frekvenciára kért AC eredménnyel stb.

A modell-készlet *hierarchikus felépítése*, az egyes modellek egymásra épülése egyrészt kényelmes lehetőséget biztosít a programrendszer fejlesztésére (az új, bonyolult modellek a régiekre épülhetnek), másrészt biztosítja, hogy a modellrendszer elemei pontossági, bonyolultsági szempontból is összhangban legyenek.

A TRANZ-TRAN modell-hierarchiát a 4. ábrán látjuk. A program megoldó algoritmus csupán az első szinten szereplő két elemet (vezetés és áramgenerátor) ismeri; ezekre épül minden további modell. A második szint az egyszerű áramköri elemeké: feszültségforrás, kapacitás, pn átmenet stb. A harmadik szinten állnak a diszkrét félvezetőeszközök: bipoláris, tervezérelt, multiemitteres tranzisztor stb. A több ellenállásból, tranzisztorból álló, összetettebb elemek modelljei foglalják el a negyedik szintet. Ide a beépített DTL—TTL alapáramkör-modelleket, valamint a parazita hatásokat is figyelembe vevő integrált áramköri elemeket soroljuk. Az ötödik, legösszetettebb modellezési szinttel már a felhasználó rendelkezik: tetszőleges, az előbbiekből összeállított hálózatrészletet áramköri modulként deklarálhat, és a program áramkörtárában elraktározhat.

Az eszköz-sajátosságok leírásának módjára a fizikai megközelítés jellemző minden modellünkben. A modell-topológiák a technológiai megvalósítás tényleges elrendezéséből adódnak, a jellemző nemlineáris függvények fizikai megfontolásokból származnak. Ez többek között a modellrendszer fejlesztése szempontjából célszerű: egy-egy másodlagos

effektus a fizikai helyettesítőképbe iktatott újabb elemmel könnyen figyelembe vehető.

A modellrendszer bonyolultságát úgy állapítottuk meg, hogy az egészséges kompromisszumot adjon a futásidő és pontossági követelmények tekintetében. Véleményünk szerint a modellek pontosságát az általunk megvalósított 1—5%-hoz képest fokozni szükségtelen, mert az esetek többségében az egyes félvezetőeszköz-egyedek adatait ugyanis ennél pontatlanabban ismerjük, és a legtöbb paraméter stabilitása sem sokkal kedvezőbb ennél az értéknél. (Meg azután: egy valamennyire is jó áramkör működése csak kevéssé függ a félvezetőeszközök adataitól. Így néhány százalékos modell-pontatlanság nem befolyásolja számottevően a gépi analízis eredményét.) A nem túl bonyolult modellrendszer egyszersmind az az előnnyel jár, hogy egy-egy konkrét eszköztípus megadása viszonylag kevés paraméter megállapítását igényli. E paraméterek megválasztásánál azt is szem előtt tartottuk, hogy ezek az áramkörtervező mérnökök által is használt, ismert adatok legyenek.

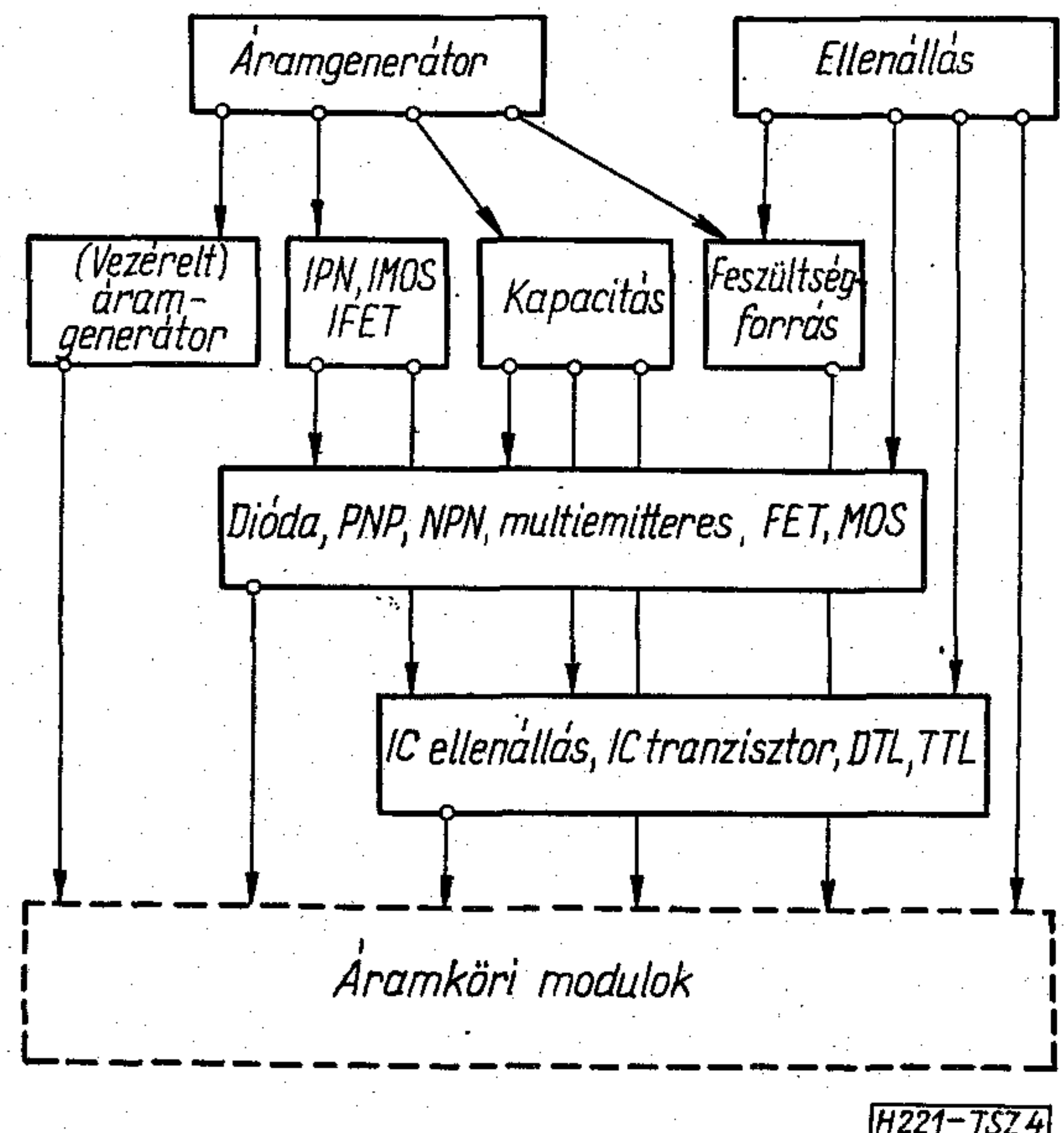
E cikk terjedelme nem engedi meg, hogy modelljeinket rendre ismertessük. A legfontosabbikat, a bipoláris tranzisztor modellt mutatjuk be csupán. A helyettesítőkép Ebers-Moll típusú, a fontosabb másodlagos effektusok figyelembevételével (5. ábra). A diódák nyitókarakterisztikája

$$I_0(e^{U/m \cdot U_T} - 1) \quad (1)$$

alakú ( $m$  állandó). A záróterületben  $\sqrt{-U}$ -val változó generációs árammal számolunk. Nagy áramoknál figyelembe vesszük a soros ellenállások hatását. A lavinasokszorozást a szokásos

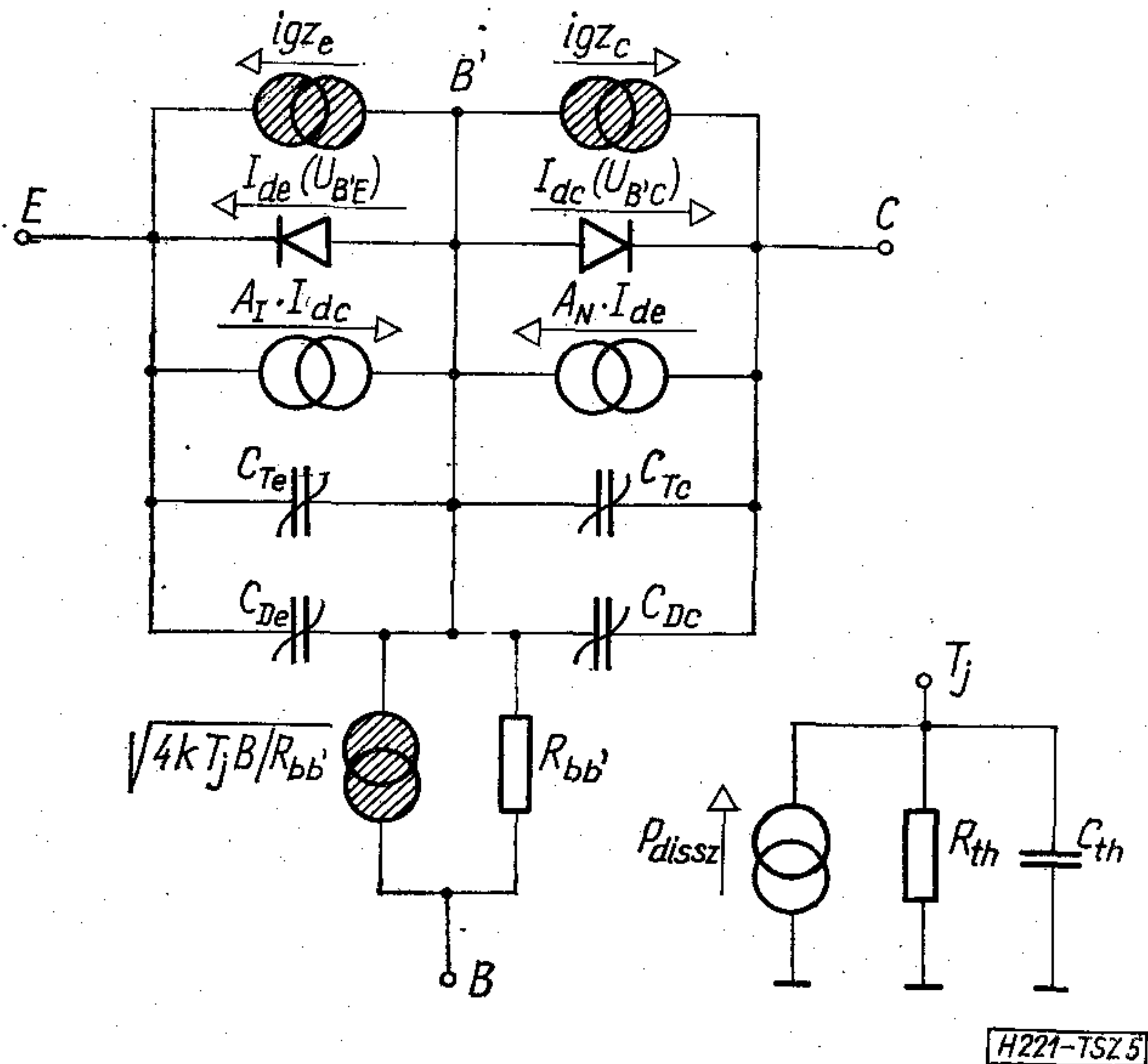
$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{U}{U_L}\right)^n} \quad (2)$$

tényezővel számoljuk. Három paraméter réteghőmérséklet-függését vesszük figyelembe (nyitó- és záróáram együttható, valamint  $U_T$ ). Az  $A_N$ ,  $A_I$  áramerősítések állandók. A  $C_T$  tértöltés kapacitások gyö-

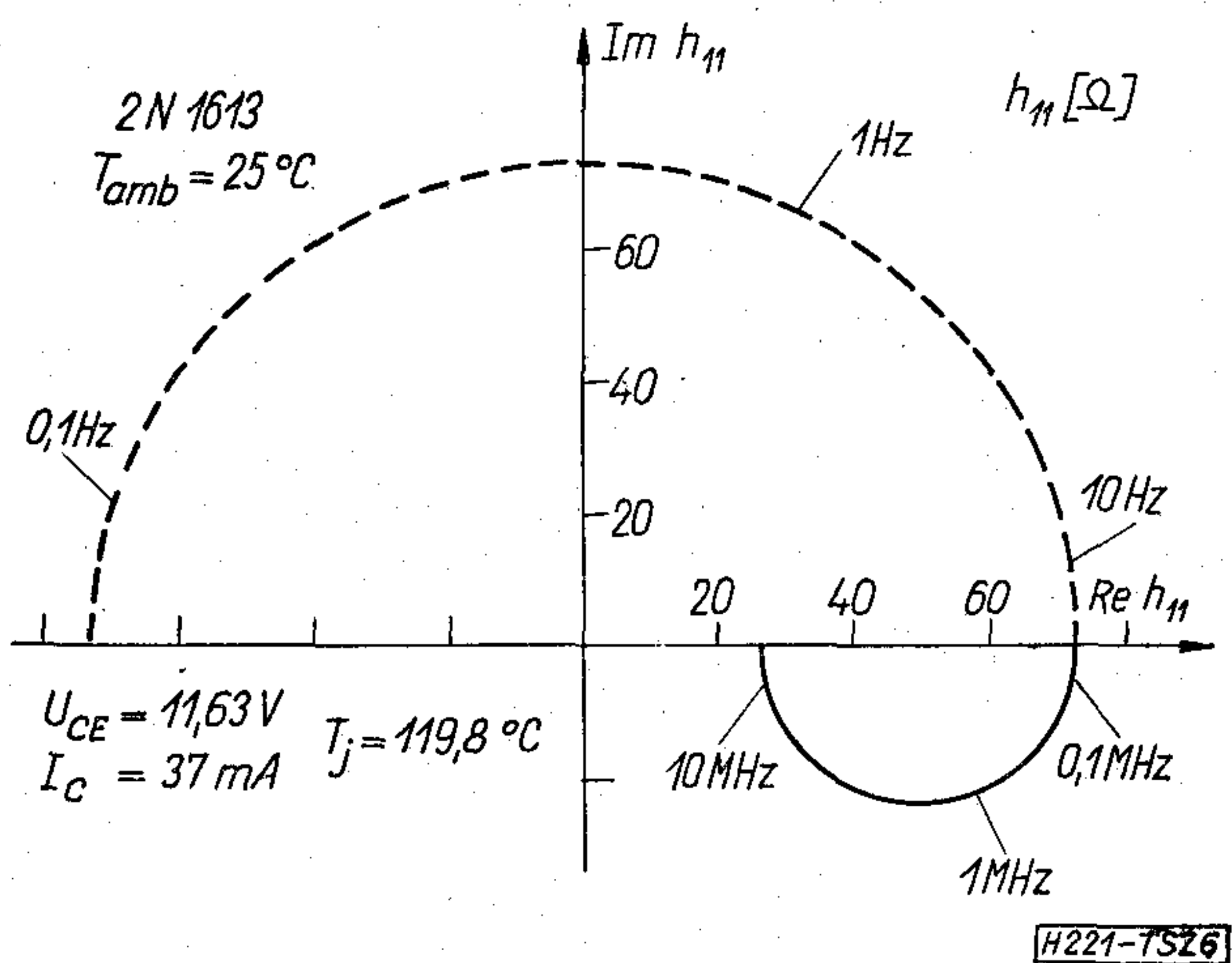


4. ábra. A TRANZ-TRAN modell-hierarchia





5. ábra. A bipoláris tranzisztor teljes modellje



6. ábra. A beépített modellek ellenőrzését célzó TRANZ-TRAN futtatás eredménye: a 2N1613 tranzisztor  $h_{11}$  paraméterének helygörbéje. A termikus eredetű komponenseket elhanyagoló futtatás eredményét folytonos vonallal, az azt figyelembe vevő futtatását szaggatott vonallal ábrázoltuk. 1 kHz felett a kettő egybeesik

kösen függenek a zárófeszültség és a diffúziós potenciál összegétől, a  $C_D$  diffúziós kapacitások a diódák nyitóáramával arányosak. Az  $ig_{ze}$  és  $ig_{zc}$  zajgenerátor-áramokban a sörétzaj, árameloszlási zaj és flickerzaj hatását vesszük figyelembe.

Az 5. ábrán látható modell közösnek tekinthető a program minden analízis szegmensére vonatkozóan — természetesen azonban, hogy az egyes analízisfajták kivonatolják a modellt, csupán a számukra szükséges részeket használva belőle. Például a három zajgenerátor csak a zajanalízis részére létezik, az  $R_{th}$  hőellenállást és  $C_{th}$  hőkapacitást csak a termikus analízisek veszik figyelembe. Egyenáramú analízis esetén minden kapacitív ág elmarad, s a modell a két diódából, az injektált áramokat leíró két generátorból, meg az  $R_{bb'}$  ellenállásból áll. A kisjelű AC analízis linearizálja az Ebers-Moll modellt: a diódákat a megelőző DC analízis által meghatározott munkapontra vonatkozó differenciális ellenállásukkal és kapacitá-

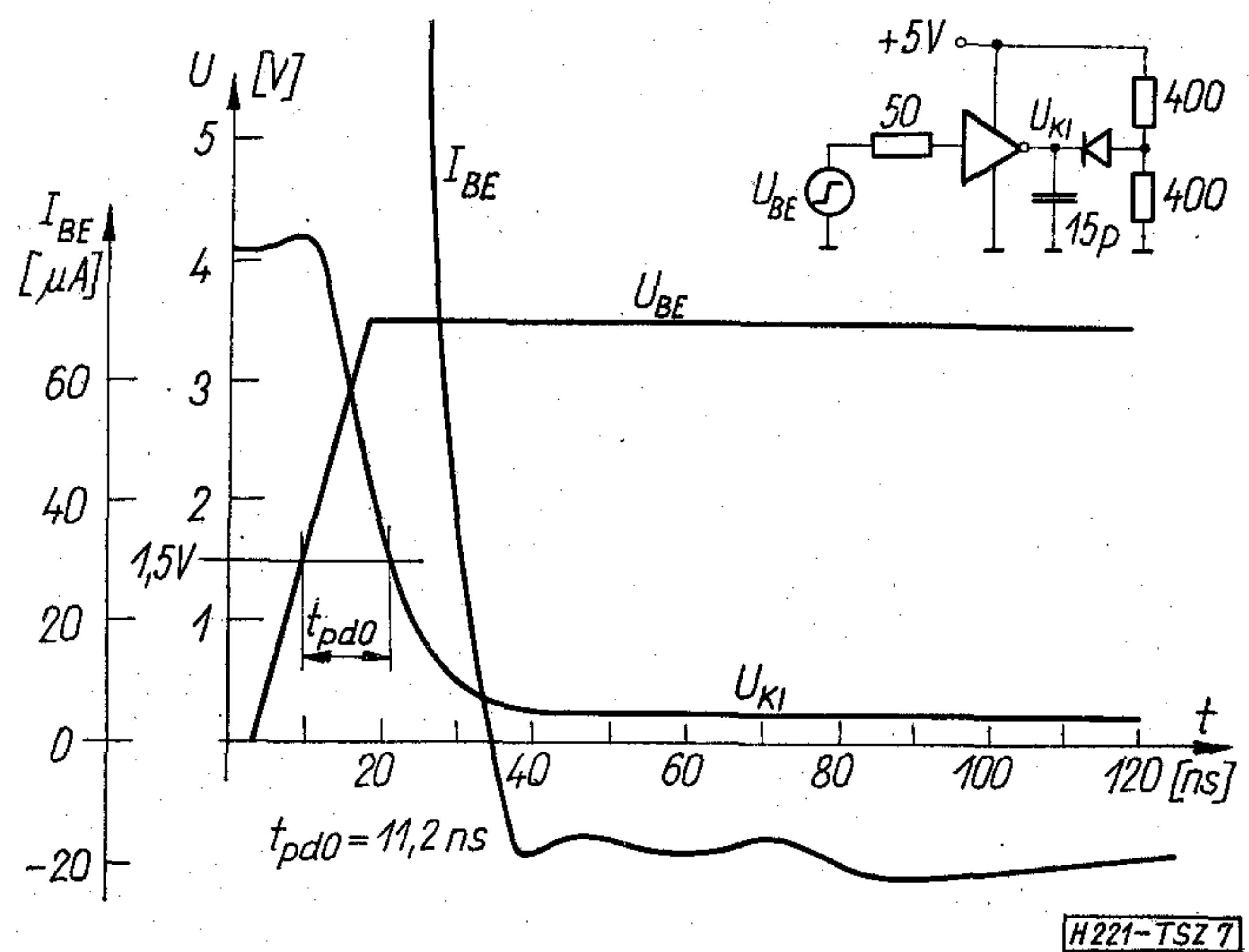
sukkal helyettesítve. Ez a gyakran használt hibrid  $-\pi$ -vel egyenértékű és a tranzisztor minden üzemmódjában használható kisjelű képet ad. Példaként tekintsük a 6. ábrát. A modellből számolható  $h_{11}$  helygörbe a tranzisztorok ismert viselkedésével egybevág. Külön érdekesség, hogy termikus analízis esetén a modellek tükrözik a termikus időállandók elektromos oldalra transzformálódott hatását is (a 6. ábra szaggatott helygörbéje).

A modellekhez csatlakozó adattár, katalógus a különböző félvezetőeszközök gyakran használt típusait tartalmazza. E kipróbált adatok használata esetén jó egyezést várhatunk a program által számolt és a kérdéses eszköztípusra garantált viselkedés között. Példa erre a 7. ábrán bemutatott eredmény: az SN74 sorozatú TTL inverter terjedési idő számítása. Ha szükséges, a felhasználónak lehetősége van további félvezető-elemek adatainak katalógusba vitelére. Ilyenkor a számított és a tényleges eszköz-paraméterek egyezése a bevitt katalógusadatok megállapításának pontosságától függ.

Szükségesnek látjuk kiemelni a program kialakítása során sokszorosan beigazolódott tény, ami szerint a modell- és az algoritmus-probléma egymástól el nem választható, szoros kölcsönhatásban levő kérdések. A TRANZ-TRAN modellrendszerének kialakítását is befolyásolták a megoldó-algoritmus sajátosságai. Az alkalmazott Newton-Raphson algoritmus megköveteli például a modellfüggvények mellett azok deriváltjainak előállítását is. Ez azután más helyen is nagyon hasznosnak bizonyul: e deriváltak felhasználásával épülnek össze minden kisjelű számításnál a linearizált hálózatmátrixok.

### 3. Algoritmusok

A programrendszer a hálózategyenletek megoldását csomóponti potenciál módszerrel végzi. Az analízisfeladatok azon csoportjánál, amelyek nemlineáris egyenletrendszer megoldására vezethetők vissza, a



7. ábra. Az SN7404 TTL kapu tranziens vizsgálatának eredménye. A számolt terjedési idő 11,2 ns-nak adódott; az áramkörre 8—15 ns közötti értéket specifikálnak. (A belső tranziensek jóval lassabban zajlanak le — ez pl. az  $I_{BE}$  bemenőáram viselkedéséből látható.) Ez a 11 csomópontos tranziens vizsgálat 4 perc 20 mp gépidőt igényelt



megoldás iteratív úton történik, módosított Newton—Raphson módszerrel. (Felmerült az a gondolat is, hogy egyenleteink ismeretlenek számát, a megoldási időt csökkenthetné valamely, a csomóponttól eltérő analízis, pl. a nemlineáris ágakra redukálás módszere — de egy rövid vizsgálódás meggyőzött minket arról, hogy éppen a mai, integrált áramkörös korban ennek különösebb előnye nem volna, hiszen egy IC gyakran több nemlineáris kaput tartalmaz, mint csomópontot.)

A hálózat analízisre kerülő helyettesítőképének általános ága a 8. ábrán látható. A  $G$  vezeték az ág lineáris ohmos elemeiből származik; minden nemlinearitást, transzfer-effektust, időfüggést, kapacitív áramot az  $IG$  áramgenerátor ír le. Ez a viszonylag egyszerű ág egyes elemek közvetlen modellezését nem teszi lehetővé, az ebből származó problémák azonban könnyen áthidalhatók. Feszültségforrás helyett pl. 0,001 ohm belső ellenállású Norton-ekvivalenst generál a program — ami gyakorlatilag teljesen kielégítő. Induktivitás vezérelt áramgenerátor segítségével modellezhető.

A nemlineáris analízisfeladatok kiindulásaként a hálózat lineáris részéből *admittancia-mátrixot* számolunk

$$Y_{mp} = A_{nm} G_{nl} A_{lp}, \quad (3)$$

ahol  $A_{ij}$  az *incidencia-mátrix*, melynek első indexe az ágakon, a második a csomópontokon fut át, és  $G_{ij}$  az ágadmittanciák diagonál-mátrixa. Ebből a hálózat lineáris részének ág-csomópont típusú *impedancia-mátrixa*

$$Z_{mn} = A_{nq} Y_{mq}^{-1}. \quad (4)$$

Az  $U_m$  csomóponti feszültségekre vonatkozó egyenáramú hálózat egyenletek tehát

$$f_m(U_p) = U_m + Z_{mn} \cdot IG_n(U_p) = 0, \quad (5)$$

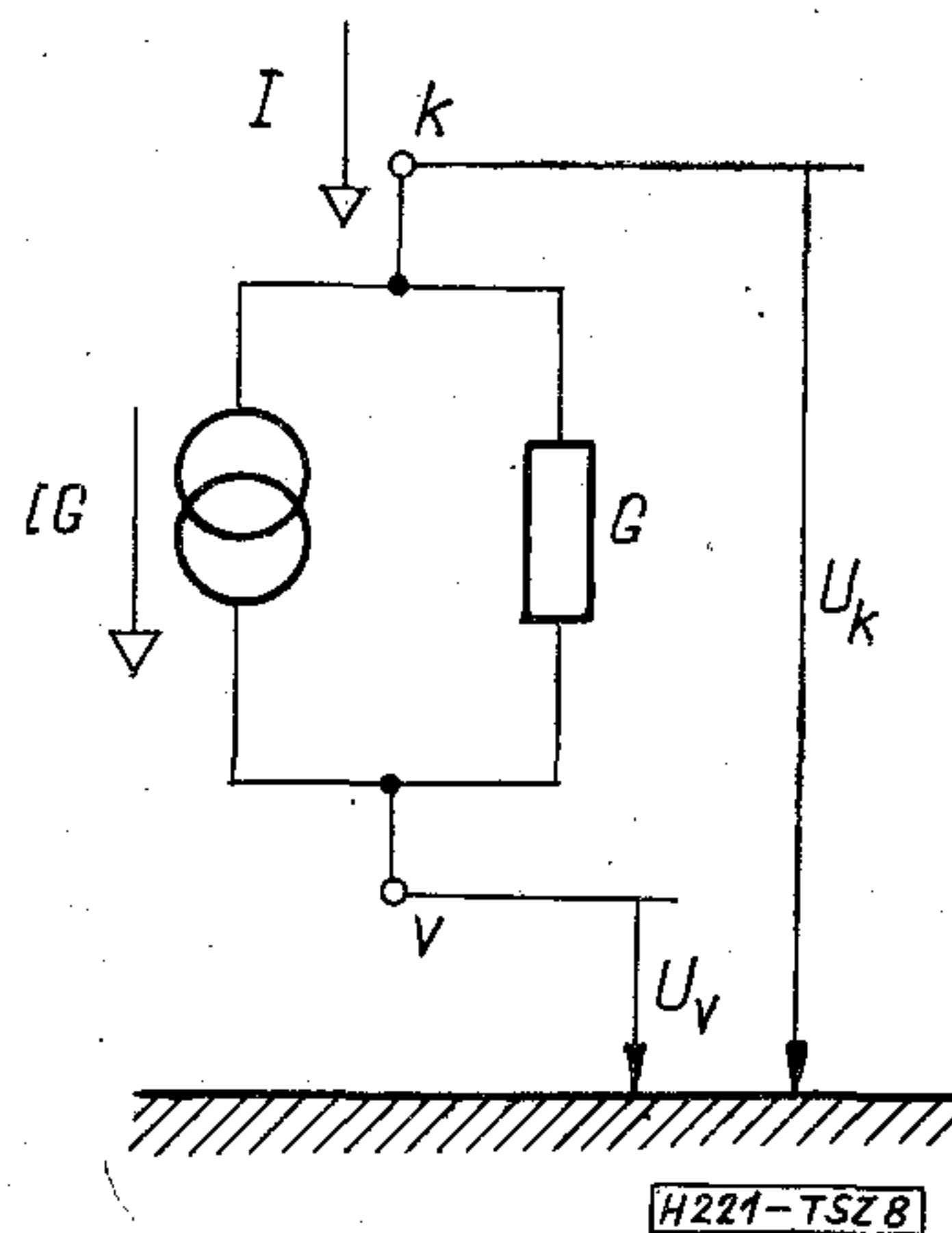
és a Newton—Raphson iteráció teljes feszültség-lépése

$$\Delta U_q = -J_{qm}^{-1} \cdot f_m(U_p), \quad (6)$$

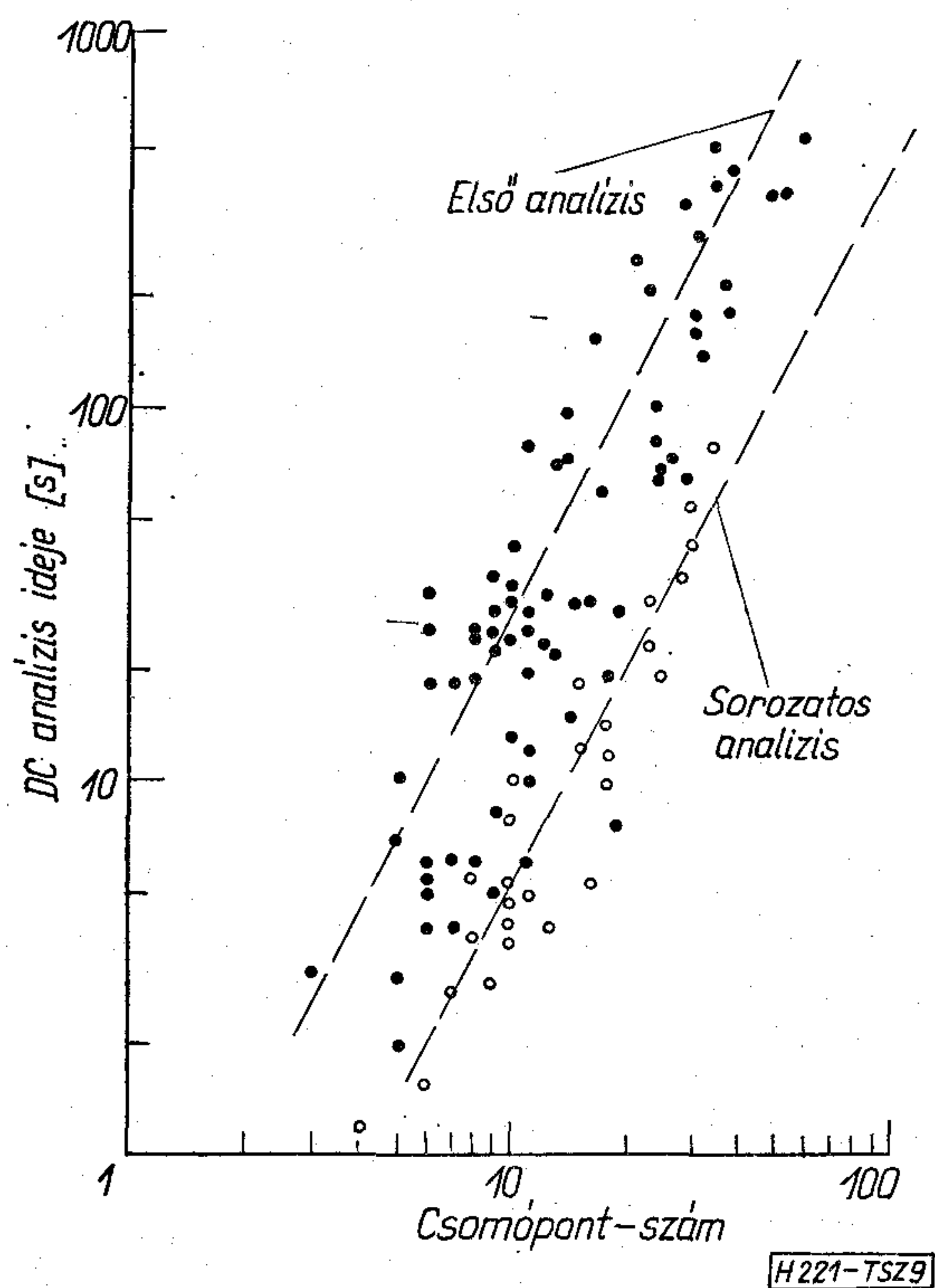
ahol  $J_{mp}$  az  $f_m(U_p)$  függvényrendszer *Jacobi-mátrixa*.

A  $\Delta U_q$  feszültséglépést sokszor nem célszerű minden további nélkül elfogadni. Az a mód, az az iterációs taktika, ahogyan belőle a végül is alkalmazandó feszültségváltozásokat előállítjuk, nagymértékben befolyásolja a konvergencia gyorsaságát, kulcsfontosságú tehát az algoritmus hatékonysága szempontjából. A *DC algoritmus* egyik sajátossága, hogy nem engedélyez extrém nagy iterációs ugrásokat;  $\Delta U_q - t$  (ha kell) arányosan leosztja egy, a hálózat tápfeszültségeihez kapcsolódó korlát alá. E korlát mértéke azonban nem marad állandó, a megkötés az iteráció elhúzódása esetén fokozatosan feloldódik. Másik jellegzetesség, hogy ahol az algoritmus ezt megengedhetőnek ítéli, nem képez és invertál újabb Jacobi-mátrixot, hanem az előző iterációt használja — a számítás leginkább időigényes részét takarítva meg ezzel. A tranzines szegmens megoldó algoritmusá ezenfelül a lépés utáni hibára optimalizált  $\Delta U_q$  töredék meghatározására is képes, és fel van készítve a megoldástól távoli hiba-minimumokból való kiugrásra, kiszabadulásra is.

Sok különféle hálózat megoldásának iterációs folyamatát figyelemmel kísérve, a következő tapasztala-



8. ábra. Ilyen ágakból álló hálózattal helyettesít a program minden áramkört

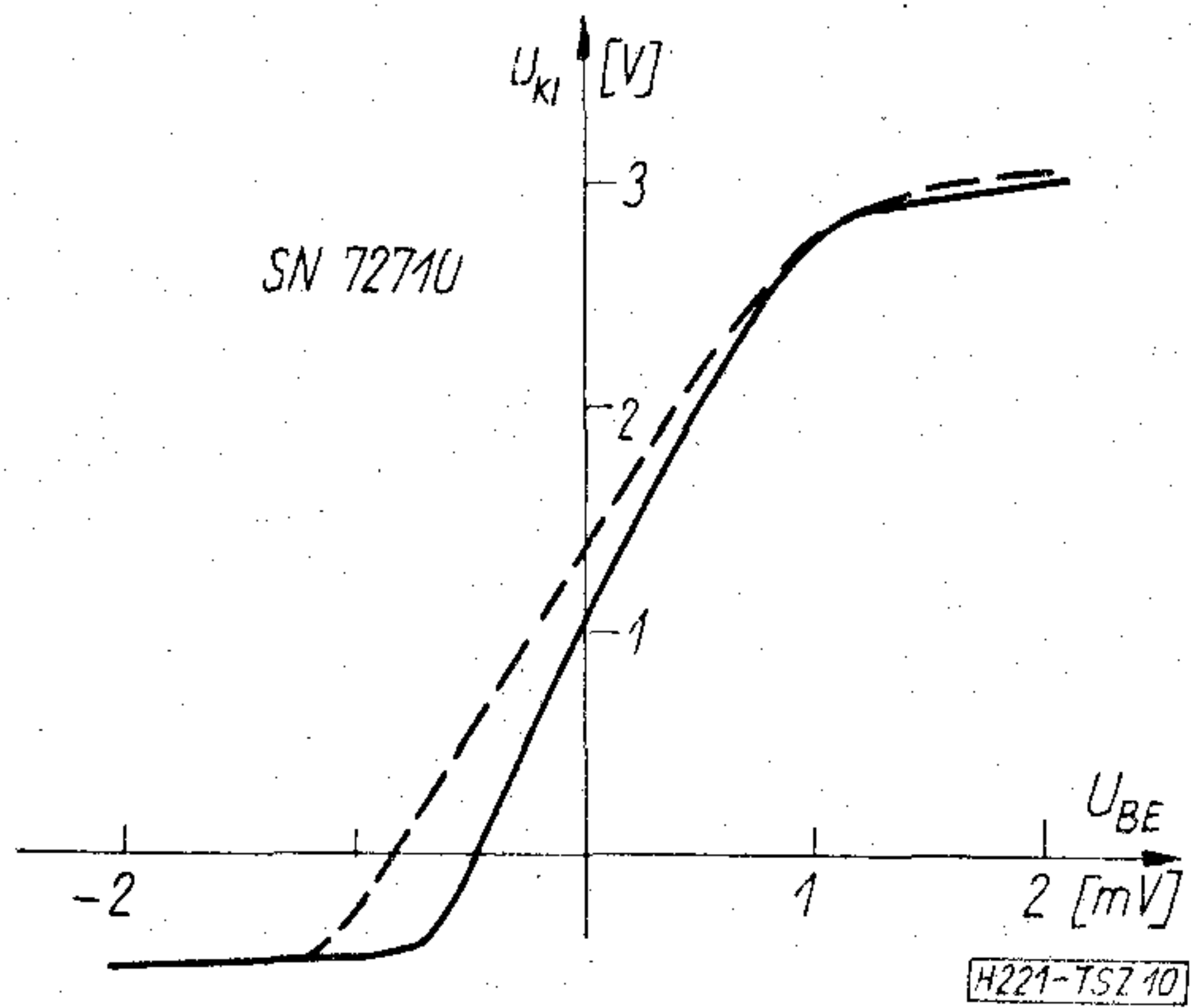


9. ábra. DC analízis idők a csomópont-szám függvényében, a kb. 10 000 átlagművelet/s sebességű RAZDAN—3 gépen.

- — első analízis
- — sorozatos analízis

latokra jutottunk. Egyenáramú analízisfeladatok esetén a szükséges iterációk száma átlagos hálózatoknál 4—12, ennek általában a fele igényel új Jacobi-mátrixot. Jellegzetesség, hogy az erősen visszacsatolt hálózatoknál több iteráció kell a megoldáshoz. Többállapotú hálózatok DC analízise bármelyik lehetséges megoldást megfoghatja, a metastabil is (utóbbi esetben tranziens analízissel folytatva a megoldást, a hálózat spontán módon valamelyik stabil állapotába tér át). A nem többállapotú, de ahhoz igen közeleső beállításban lévő áramkörök néha konvergencia-problémákat vetnek fel. Az iteráció folyamatára jellemző egy kezdeti, többé-kevésbé rendszertelen ugrálás az  $U_m$  csomóponti feszültség-térben, majd (rátaivalva a megoldás környezetére) egy igen gyors, néhány lépésben történő „beszaladás” a megoldásig.



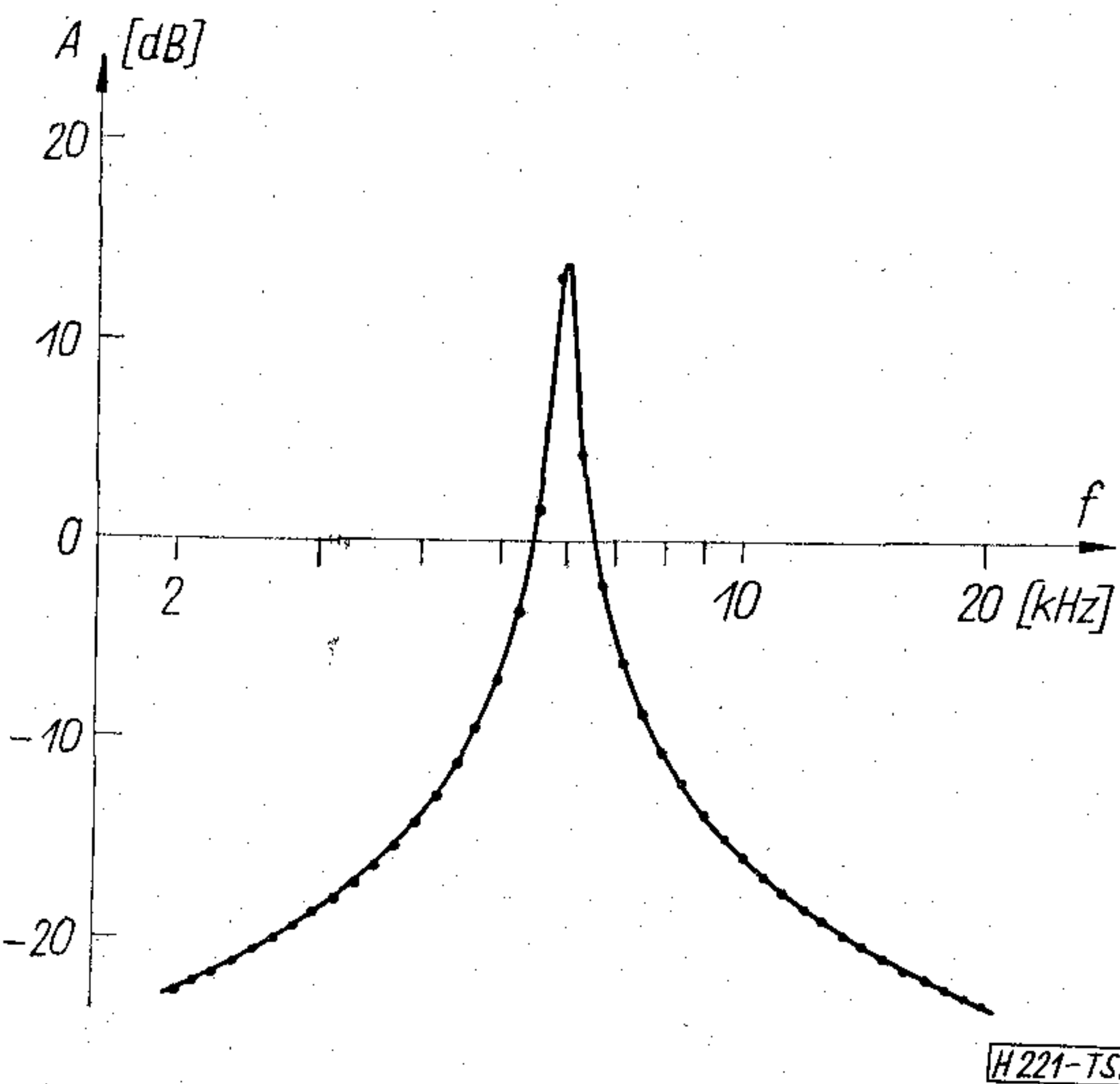
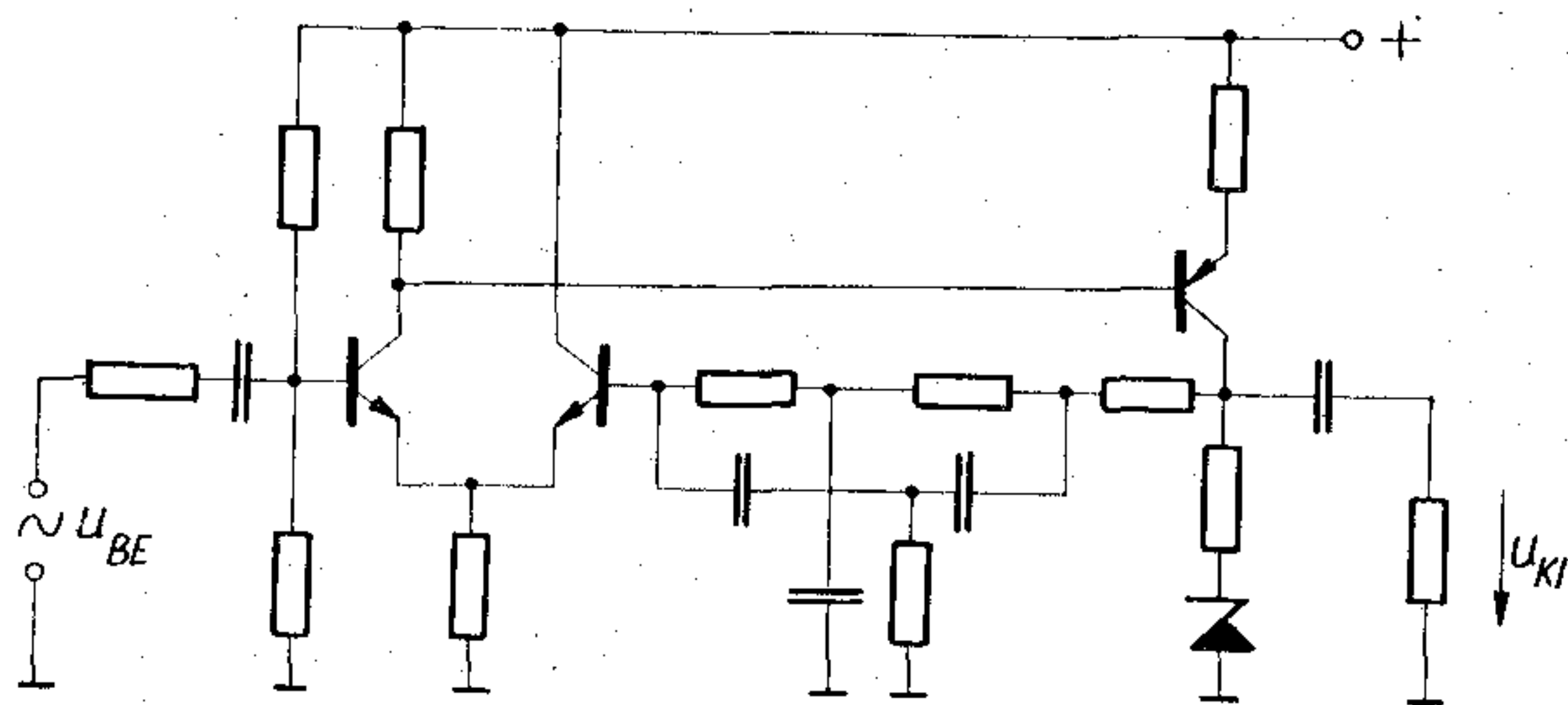


10. ábra. Az SN 7271U differenciál-komparátor transzfer karakterisztikája. Folytonos vonal: számított görbe, szaggatott vonal: az áramkör adatlapján szereplő görbe

Az egyenáramú megoldás időigényének érzékeltesére szolgál a 9. ábra: DC analízis idők a csomópontszám függvényében. Az időigény szórása meglehetősen nagy; az átlagos idő kb. a csomópontszám négyzetével arányos. Az ábrába berajzolt szaggatott egyenesek meredeksége éppen e négyzetes kapcsolatnak felel meg.

A DC megoldás egy különleges szolgáltatása az egyenáramú, differenciális kapuellenállások és erősítések nyomtatása. Az ezek számításához szükséges differenciális csomóponti admittancia-mátrixot az alábbi módon képezzük:

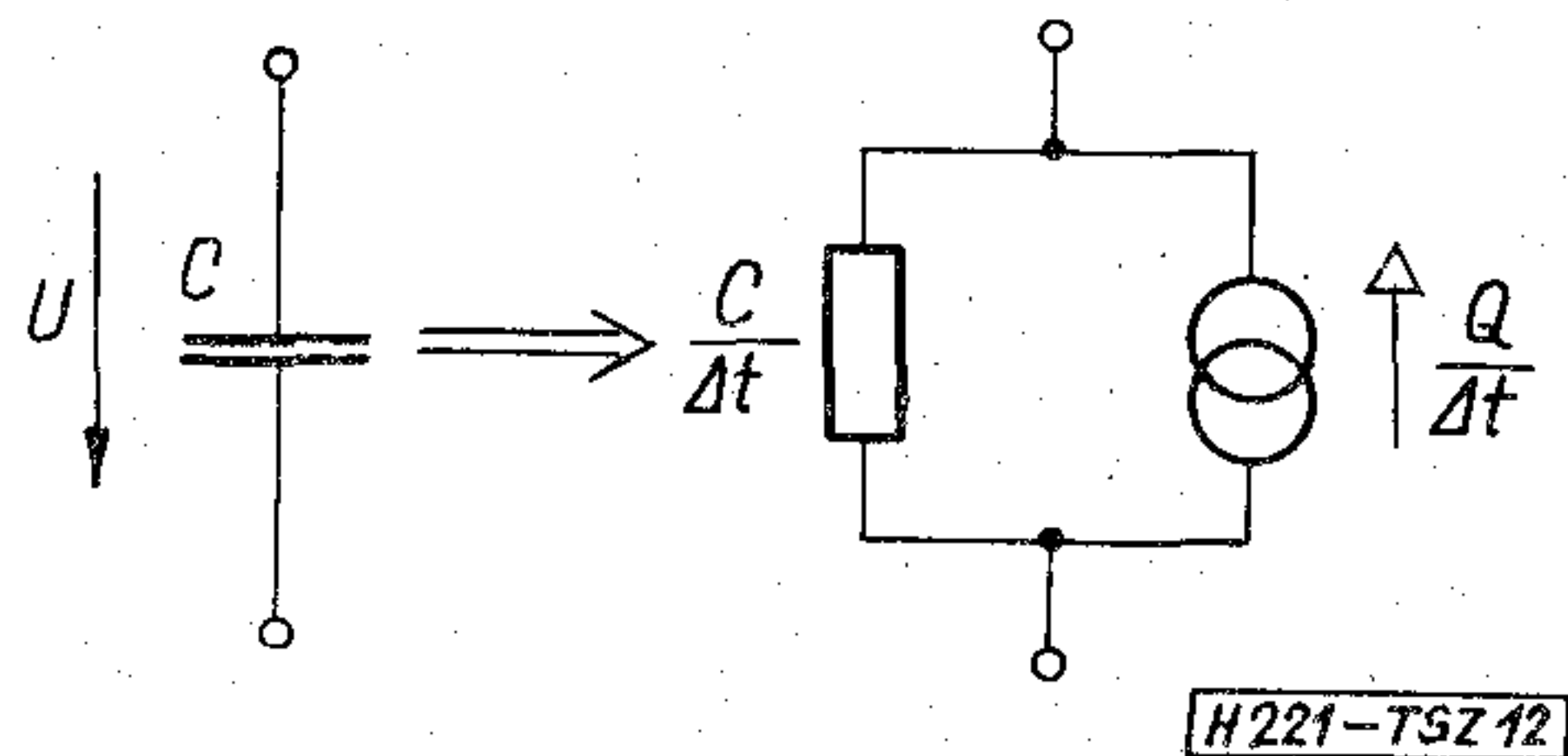
$$GD_{mq} = Y_{mp} J_{pq} \quad (7)$$



11. ábra. Szelektív erősítő kapcsolása és TRANZ-TRAN-nal számolt amplitúdó-átvitele. A DC, AC analízis és dokumentálás összideje 7 perc 25 mp volt

Megjegyezzük, hogy az algoritmust leíró fenti egyenletek mátrixainak egy része nem kerül ténylegesen felépítésre a memóriában; ez mind a mátrixműveletek ideje, mind a helykihasználás szempontjából így célszerű. A DC (és minden további nemlineáris) analízis összesen két mátrixot jelöl ki; ezek a Z és a J.

Két további analízisfajta: a *transzfer karakterisztika* számítás és az *érzékenység-vizsgálat* voltaképpen DC analízisek sorozatának tekintendő. Az előbbinél valamelyik bemeneti generátor feszültsége változik a felhasználó által meghatározott határok közt és lépésekben, s a program minden egyes állapotra megoldja a nemlineáris hálózategyenleteket. Az utóbbinál a program az összes ellenállás értékét, az összes tranzistor  $\beta$ ,  $R_{bb}$ , és  $I_{CB0}$  paramétereit külön-külön 1%-kal megnöveli, ismét analízisek sorozatát végezve. Az egy megoldáshoz szükséges idő most kisebb, mint az első DC analízisnél, hiszen a számítás mindig



12. ábra. A kapacitások helyettesítőképe a tranziens algoritmusban

a megoldáshoz közeli feszültségekről indul. Példaként a 10. ábrán egy 30 csomópontos hálózat: a  $\mu A710$  integrált-kör számított transzfer karakterisztikáját látjuk. Egy-egy megoldás itt csak 48 mp időt vett igénybe!

Az AC analízis a hálózat egyenáramú részének (7) alatti differenciális admittancia-mátrixából, és az ágkapacitásokból álló részhálózat

$$CD_{mp} = j\omega A_{nm} C_{nt} A_{lp} \quad (8)$$

admittancia-mátrixából indul ki. Egyetlen (vagy több, de fázisban levő) szinuszos meghajtógenerátor  $ig_n$  ágáram-oszlopvektorából ezután a csomóponti váltakozó feszültségek így származtathatók:

$$\begin{aligned} Re u_m &= X_{mn} i g_n, \\ Im u_m &= jGD_{mq}^{-1} CD_{qp} X_{pn} i g_n, \end{aligned} \quad (9)$$

ahol

$$X_{mn} = (GD_{mq} - CD_{mp} GD_{ps}^{-1} CD_{sq})^{-1} A_{nq} \quad (10)$$

Egy AC analízis futtatás eredményét mutatjuk be a 11. ábrán. A program a kettős T-vel felépített szelektív erősítő jellegzetes karakterisztikáját szolgáltatotta.

A *zajanalízis* algoritmus a hasonló az AC kisjelű algoritmuséhoz. Az eltérés, hogy meghajtásként most az eszközmodellekben jelenlevő zaj-áramgenerátorok szerepelnek, és hogy az ezek által létrehozott feszültséget az egyes csomópontokon négyzetesen összegezzük. A csomóponti zajfeszültség négyzetek tehát:

$$u_m^2 = ([X_{mn}]^2 + [GD_{mq}^{-1} CD_{qp} X_{pn}]^2) \cdot [ig_{zn}]^2, \quad (11)$$

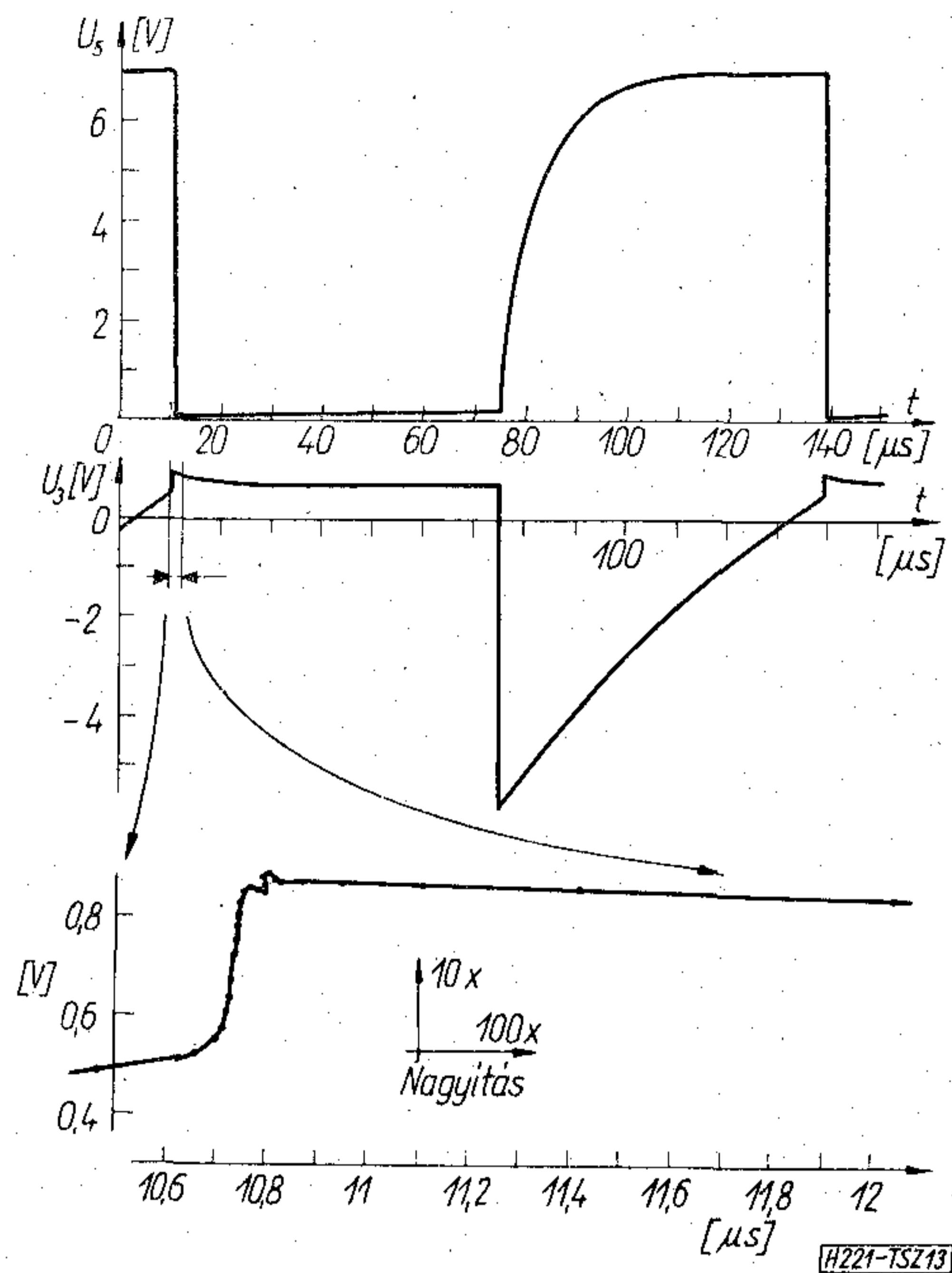


ahol  $igz_n$  a zajgenerátor-ágaramok oszlopvektora, és a  $[\ ]^2$  jelölés a zárójelben álló mátrix elemeinek egyenkénti négyzetre-emelését jelenti.

A *tranzien analízis* algoritmus a hálózat kapacitásait a 12. ábrán látható módon, párhuzamosan kapcsolódó vezetéssel és áramgenerátorral helyettesíti. A vezetés nagysága  $C/\Delta t$ , a generátor forrásárama  $Q/\Delta t$  — ahol  $\Delta t$  az analízis soronkövetkező időlépése,  $Q$  a kapacitás pillanatnyi értékének és feszültségének szorzata az előző, már megoldott időpillanatra. A kapacitások e helyettesítése után a következő időpillanat csomóponti feszültségeit szolgáltató megoldó-algoritmus a DC analízisnél leírttal azonos. Egy-egy időlépésre vonatkozóan nemlineáris egyenletrendszer megoldására vezettük vissza tehát a nemlineáris differenciálegyenlet formájában megfogalmazódó tranziens problémát. A vázolt algoritmus a differenciálegyenletrendszer Euler-módszerrel történő integrálásával egyenértékű (pontosabban: az ún. visszafelé lépő Euler módszerrel). Ez a numerikus számolás stabilitása szempontjából igen jó, megbízható, de nem túl pontos algoritmus — a szükséges potosságot hatékony időlépés-szabályozással biztosítjuk.

A lépésköz-szabályozási stratégia fő vonásai a következők. A program minden új időlépésköz első iterációjánál megvizsgálja, hogy az adott lépéssel nem kerülne-e ki a megoldás környezetéből — ha igen, akkor azonnal leoszt (felezi az időlépést). Ugyanez történik akkor is, ha három iterációban nem sikerült a lépést megtenni. Ha ez többször egymásután bekövetkezik, igen nagy, akár  $10^3$ – $10^4$ -szeres leosztásokhoz is eljuthatunk. E tekintetben az algoritmus egyetlen határt szab: 1 ns alá nem csökkenti a lépésközt, így akadályozva meg, hogy az eszközmodelleket érvényességi határukon túli frekvenciatartományban használjuk. A nagymértékű leosztás soha nem növeli szükségtelenül a számítási időt, mert az algoritmus a leosztás utáni második lépéstől már duplázást kísérel meg, s ezek sorozatával hamar visszatér az eredeti lépésközre. Szép példa erre az 1. ábrán már bemutatott multivibrátor tranziens analízise (13. ábra). Látható, hogy az eredeti,  $5\mu s$ -os lépésközt a bázis-hullámforma egy kritikus szakaszán való átkeléskor (visszahatás a kollektor-bázis kapacitáson át)  $2,5$  ns-ig volt kénytelen leosztani, de utána igen gyorsan, 10 lépésben visszatért az eredeti,  $5\mu s$  lépésközre. Így az ábrán látható  $150\mu s$  idő-intervallumot 116 lépésben tettük meg; lépésköz-szabályozás nélkül ez  $150\mu s/2,5$  ns = 60 000 lépést, azaz kb. 500-szor több gépidőt igényelt volna!

Az analízisek során a program (a felhasználó kívánására) a hálózatban lezajló *termikus hatásokat* is figyelembe veszi. A melegedési viszonyok sztatikus számításbavételén túl a félvezetőeszközökön bekövetkező termikus-elektromos csatolás által a hálózathoz transzformált termikus admittanciák is modellezésre kerülnek. Mindegyik analízis-algoritmus fel van készítve a termikus hatások figyelemmel kísérésére — így a programmal a hőáramlási, melegedési folyamatok *dinamikája* is nyomonkövethető [9 10]. Például a 14. ábrán egy túlterhelt Ge-didóda termikus tranziens analízis eredményét látjuk; jól megfigyelhető a hőmegfutás folyamata.

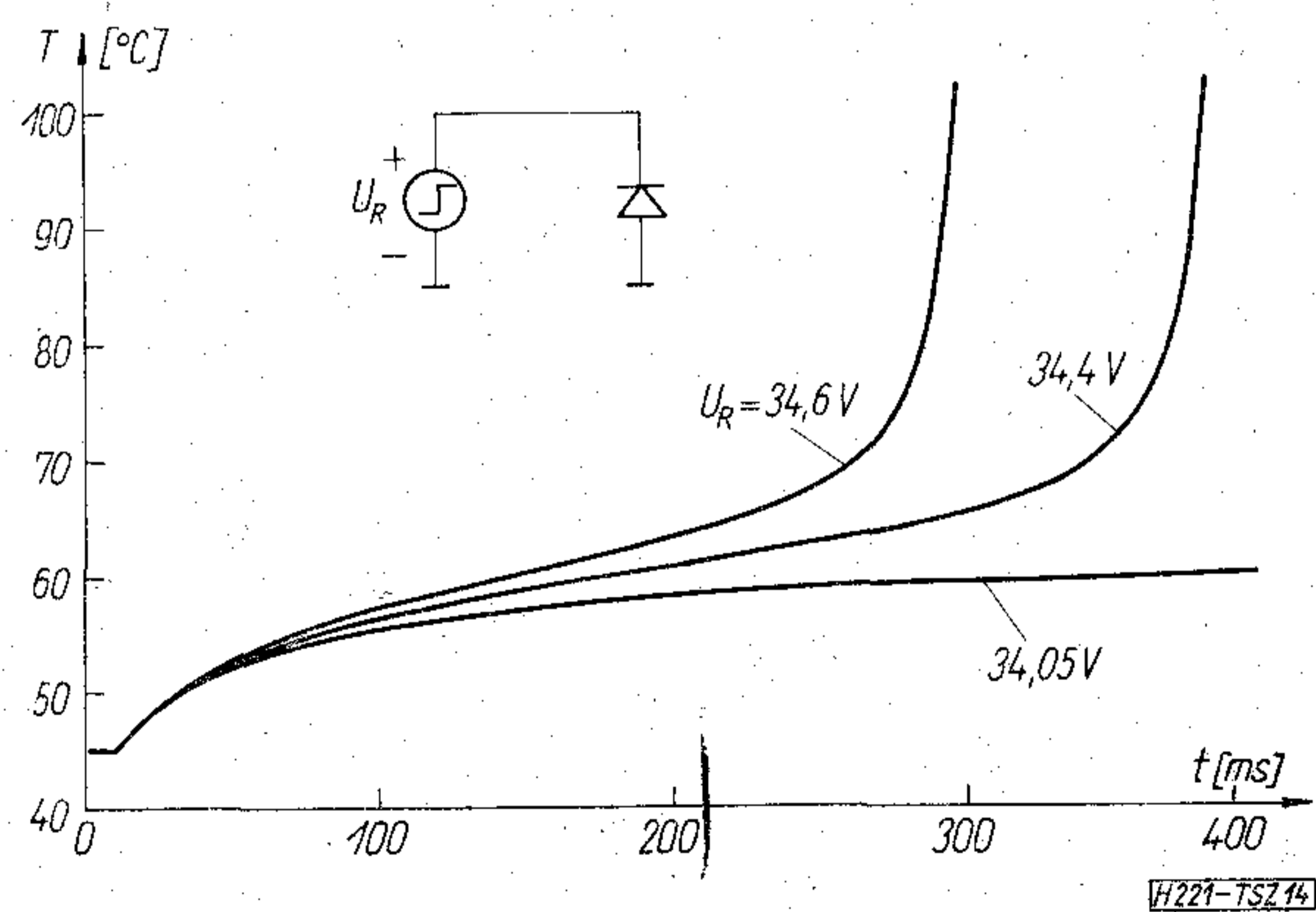


13. ábra. A multivibrátor hullámformái. A legfelső jelalak az  $U_2$  kollektorfeszültség. Az  $U_3$  bázis-jelforma egy részletét feszültség szerint tízszeres, idő szerint százszoros léptékben kinagyítva is ábrázoltuk. A fekete pontok jelölik a számolt értékeket. A 0– $150\mu s$  intervallumra vonatkozó számítási idő 9,5 perc volt

#### 4. A programrendszer gyakorlati alkalmazása

A programrendszer egyetemi oktatási-kutatási igények kielégítésére készült, felhasználói a Villamosmérnöki Kar hallgatói, oktatói. Az első, DC szegmens 1969 óta működik, már akkor megindult az oktatásban való felhasználás is [2, 3]. Kibővült a felhasználók köre, amikor a DC szegmenst 1971 decemberében az általános használat számára megnyitottuk. Az e cikkben ismertetett, teljes rendszer 1972. szeptemberétől vált mindenki számára hozzáférhetővé a BME Villamosmérnöki Karán [8].

A programrendszer jelenlegi oktatási igénybevétele hetenként kb. 50 feladat, továbbá néhány diplomatervező hallgató rendszeres futtatásai. Az egyetemi



14. ábra. Egy OA 1160 dióda számolt hőmegfutási tranziensei  $45^\circ C$  környezeti hőmérséklet mellett, három különböző zárófeszültségre. A feszültségek a  $t = 10$  ms időpillanatban léptek be



oktatók kutatómunkájához kapcsolódva, nagyobb volumenű feladatok megoldása is folyik a segítségével.

Tekintve, hogy a jelenleg működő rendszerben az egy évvel előbb használatbaadott DC analízis szegmens üzeme során szerzett minden gyakorlati tapasztalatot figyelembe vettünk, a program üzemi sajátosságai jól megfelelnek azoknak a követelményeknek, amelyeket a feladatok sorozatfuttatása, az átlagos villamosmérnök-hallgató mérsékelt gyakorlata a számítógép-használatban stb. támasztanak. Itt elsősorban a részletes hibajelzés-rendszerre, a felhasználó által értelmezhetetlen program-elakadások kizárására, az operátori teendők kevés és egyszerű voltára gondolunk. Feltétele volt még természetesen a széleskörű felhasználásnak a rendszer részletes leírásának, felhasználói kézikönyvének megjelentetése. Ezt a program használatbaadásával egyidejűleg, megfelelő példányszámban hozzáférhetővé tettük [11].

\*

Szerzők e helyen kívánnak köszönetet mondani a Budapesti Műszaki Egyetem és a Villamosmérnöki Kar vezetésének a TRANZ-TRAN programrendszer létrehozásával kapcsolatos munkájuk nívódíjjal való elismeréséért, Dr. Valkó Iván Péter tanszékvezető egyetemi tanárnak a félvezetőeszközök és félvezető áramkörök gépi analízisével kapcsolatos kutatómunka támogatásáért. Hálójukat fejezik ki dr. Ambrózy András, dr. Gärtner Péter, dr. Tassi Gézané, dr. Telkes Béla, Török Sándor kollégáiknak, továbbá a számítógépes áramkörtervezéssel foglalkozó tudományos diákkör tagjainak, akik a programrendszer felhasználása során szerzett tapasztalataik közlésével hozzájárultak a végleges rendszer optimális kialakí-

tásához. Köszönet illeti az Egyetemi Számítóközpont operátorait a gyakorlati munka során nyújtott segítségért.

#### I R O D A L O M

- [1] Dr. Csurgay Árpád, dr. Géher Károly, dr. Házman István: Helyzetkép a hálózatelmélet fő fejlődési irányairól. Híradástechnika, XXIII. évf. 10. sz. 161—164. old. (1972)
- [2] Dr. Géher Károly: Számítógép programok katalógusa, 1970. Híradástechnika, XXII. évf. 8. sz. 246—255. old. (1971)
- [3] Dr. Géher Károly: Számítógép programok katalógusa 1971. Híradástechnika, XXIII. évf. 8. sz. 243—250. old. (1972)
- [4] F. H. Branin, G. R. Hogsett, R. L. Lunde, L. E. Kugel: ECAP—2, a new electronic circuit analysis program, IEEE Journal of Solid-State Circuits, V. SC—6, No. 4 (1971)
- [5] F. F. Kuo, W. G. Magnuson: Computer oriented circuit design, Prentice-Hall, Inc. 1969
- [6] Dr. Tarnay Kálmán, Székely Vladimír: Dióda és tranzisztormodellek számítógépes áramkörtervezés céljára, Mérés és Automatika, 17. évf. 4. szám, 130—135. old. (1969)
- [7] Dr. Tarnay Kálmán, dr. Székely Vladimír: TRANZ-TRAN nemlineáris áramköranalízis program, a III. Országos Méréstechnikai Konferencia Kiadványa, 11—18. old. (1972)
- [8] Dr. Tarnay Kálmán, dr. Székely Vladimír: TRANZ-TRAN 2 nemlineáris áramköranalízis rendszer, a Programozási Rendszerek '72 találkozó kiadványa, 299—303 old. Szeged, 1972
- [9] V. Székely, K. Tarnay: Accurate algorithm for temperature calculation of devices in nonlinear circuit analysis programs, Electronics Letters, V. 8, No. 19, pp. 470—472 (1972)
- [10] V. Székely: Accurate calculation of device heat dynamics: a special feature of TRANZ-TRAN circuit analysis program, Electronics Letters V. 9, No. 6, pp. 132—134 (1973)
- [11] Dr. Tarnay Kálmán, dr. Székely Vladimír: TRANZ-TRAN nemlineáris áramköranalízis program, használati utasítás (1972)

### SZEMLE

Összeállította: BALOGH PÁL

Az RCA Princetonban levő laboratóriumában olyan új fejlesztési eredményeket értek el, amelyek hatást fejthetnek ki a lézeres televízióra, a négycsatornás lézeres adat- és hangátvitelre, valamint a katonai és polgári éjszakai célzókészülékekre. Nagy optikai üreggel (LOC) és kb. 1  $\mu\text{m}$  vastagságú fénycsatornával rendelkező lézerdiódáról van szó, amely csatorna a lézerfény keletkezési helyét a diódából való kilépési helyétől különválasztja.

A hagyományos lézerdiódákban a pn-réteg közötti aktív zóna egyidejűleg fejlesztési és emissziós hely, így itt a sugárenergia nagy része ismét abszorbeálódik.

Az új lézerdiódák esetében a kisugárzást nem a pn-átmenet keskeny zónája veszi át, hanem a közvetlenül mellette levő üreges tér. Két Al-GaAs-GaAs átmenet áll rendelkezésre. 30  $\mu\text{m}$  szélességű emissziós zónák hozhatók létre. Ezzel ezeken a helyeken a teljesítménysűrűség csökken és a diódák nagyobb csúcsteljesítménnyel üzemeltethetők.

A sugár kilépési energiája az üreg nagysága révén kézben tartható és az alkalmazási célhoz adaptálható. Így a 76,2  $\mu\text{m}$ -es üreggel rendelkező LOC-lézer 1 W-os csúcsteljesítményű impulzusokat hoz létre 3%-os impulzuskitöltési tényező esetén.

Az impulzusok maximálisan 20 W-osak. A diódák szobahőmérsékleten hűtés nélkül, de 100 °C fölött is működnek. Az impulzussebesség 20% határfok esetén maximum 3·10<sup>6</sup>/s. (Funkschau, 1972. 44. k. 5. sz.)

A Radiation Inc. (a Harris Intertype Corporation leányvállalata) olyan vetítő-képernyőt fejlesztett ki, melynek felbontása (visszavetítéskor) 75 százalékkal jobb, mint egy mattüvegernyő esetén. Az ernyőn a kép koherens lézersugárral, de inkoherens fehérfényvel is megjeleníthető.

Az ernyő szendvics-felépítésű. Két üveglap között — melyeket belül fényáteresztő fémréteggel vontak be — 50...75  $\mu\text{m}$  vastagságú folyékonykristály-réteg van. Ha a két fém-elektrodára feszültséget adunk, akkor a kristályréteg a fényáteresztő állapotból fényáttetsző állapotba kerül, így tehát vetítőfelületként használható. Lézersugaras üzemeltetéskor a mattüveg-felületeknél egyébként fellépő interferenciaeffektusok elmaradnak; fehérfényű üzemeltetéskor pedig a képéletlenségek javulnak, melyek mattüveg esetén az elsődleges felületben szóródás révén keletkeznek.

A Radiation Inc. 75×75 mm-es méretekkel most szállítja a lézersugaras üzemeltetéshez szánt első folyékonykristályos vetítőernyőket kb. 1000 dollárért.

A cég ugyanezzel a technológiával maximálisan 300×300 mm-es ernyőket is tud készíteni. Ezek a vetítőernyők elektronikus lézersugaras eltérítéssel — tehát katódsugáresővek nélkül — rendkívüli pontosságú indikálóegységek felépítését teszi lehetővé, ezenkívül kiválóan alkalmasak nagyfelbontású képernyő-fotografáláshoz is. (Radio Elektronik Schau, 1972. 48. k. 7. sz.)

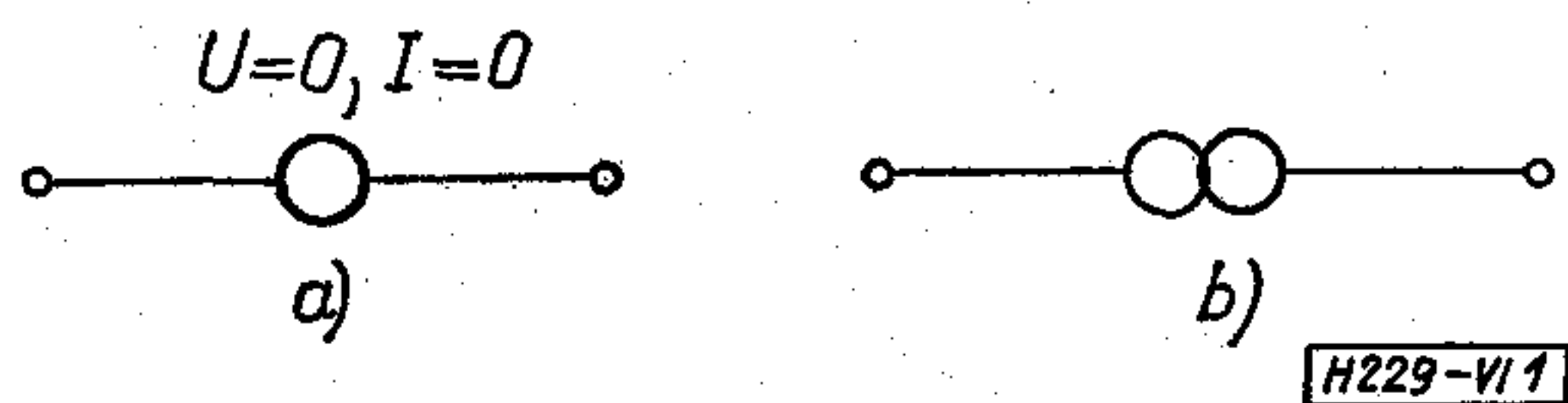


# Nullátorokat és norátorokat tartalmazó hálózati modellek számítása

ETO 621.372.22.001.24

Csatolt kétpólusokat (vezérelt generátort, girátort, ideális transzformátort, negatív impedancia konvertert) tartalmazó hálózatok modellezhetők csatolt ágak nélkül nullátor és norátor felhasználásával [1, 2, 3].

Mint ismeretes, a nullátor (1a ábra) olyan kétpólus, amelynek árama és feszültsége zérus. A norátor pedig (1b ábra) árama és feszültsége szempontjából semmiféle megkötést nem jelent. Ennek megfelelően nullátornak egy impedanciákból és generátorokból álló hálózatra történő beiktatása a hálózat egyenleteit túlhatározottá, norátor beiktatása pedig határozatlanná teszi. Azonos számú nullátor és norátor esetén a felírható lineárisan független egyenletek száma megegyezik a hálózat ágainak a számával, vagyis az analízis ismeretlenjeinek számával.



1. ábra

Nullátorok és norátorok felhasználásával készült helyettesítő kapcsolások számítása [4] szerint a csomóponti potenciálok módszerével történhet. A csomóponti potenciálok módszerének alkalmazásánál az egyenleteket először a nullátorok és norátorok elhagyásával keletkezett hálózatra kell felírni, a nullátorok és norátorok figyelembevétele ezen egyenletekben bizonyos módosításokkal lehetséges.

A következőkben olyan módszert mutatunk be, amelyhez a hálózat gráfjának hurok- és vágatmátrixát használjuk fel.

Ha a hálózatban ideális generátor is van, akkor a veszteséges generátorokat — a Thevenin- vagy a Norton-helyettesítő képnek megfelelően — két ággal: egy ideális generátorral és egy impedanciával vegyük figyelembe. A számításhoz válasszuk a hálózat gráfjának olyan fáját, hogy a hálózat valamennyi nullátorának és ideális feszültséggenerátorának faág, valamennyi norátorának és ideális áramgenerátorának kötőág feleljen meg (ilyen választás mindig lehetséges).

Soroljuk a hálózat ágait az alábbiak szerint hat csoportba:

1. ideális áramgenerátort tartalmazó kötőágak,
2. norátort tartalmazó kötőágak,
3. impedanciát tartalmazó kötőágak,
4. impedanciát tartalmazó faágak,
5. nullátort tartalmazó faágak,
6. ideális feszültséggenerátort tartalmazó faágak.

Az egyes csoportokba tartozó ágak száma sorra:  $b_1, b_2, b_3, b_4, b_5, b_6$ . Megemlítjük, hogy a 2. és az 5. csoportba tartozó ágak száma egyenlő, vagyis  $b_2 = b_5$ .

Sorszámazzuk az ágakat a csoportosítás sorrendjében. A kiválasztott fa által generált hurokrendszer hurokjait a megfelelő kötőágak, az ugyanezen fa által generált vágatrendszert a megfelelő faágak sorrendjében számazzuk. A hurokrendszer  $B$  hurokmátrixával a hálózat hurokegyenlete:

$$BU = 0, \quad (1)$$

ahol  $U$  az ágfeszültségek oszlop mátrixa.

Particionáljuk  $B$ -t és  $U$ -t az ágak hat csoportjának megfelelően. Így (1) a következő alakban írható:

$$\begin{matrix} & b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & b_5 & b_6 \\ \begin{matrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{matrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & F_{11} & F_{12} & F_{13} \\ 0 & 1 & 0 & F_{21} & F_{22} & F_{23} \\ 0 & 0 & 1 & F_{31} & F_{32} & F_{33} \end{bmatrix} \end{matrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \\ 0 \\ U_6 \end{bmatrix} = 0 \quad (2)$$

Az egyes blokkok oszlopainak számát a mátrix fölött, a blokkok sorainak számát a mátrix mellett feltüntettük. Figyelembe vettük, hogy  $U_6 = U_0$  a feszültséggenerátorok forrásfeszültségének oszlop mátrixa és  $U_5 = 0$  a nullátorok feszültsége. (2)-ből:

$$U_1 + F_{11}U_4 + F_{13}U_0 = 0 \quad (3)$$

$$U_2 + F_{21}U_4 + F_{23}U_0 = 0 \quad (4)$$

$$U_3 + F_{31}U_4 + F_{33}U_0 = 0. \quad (5)$$

Írjuk fel a vágategyenleteket!

$$QI = 0, \quad (6)$$

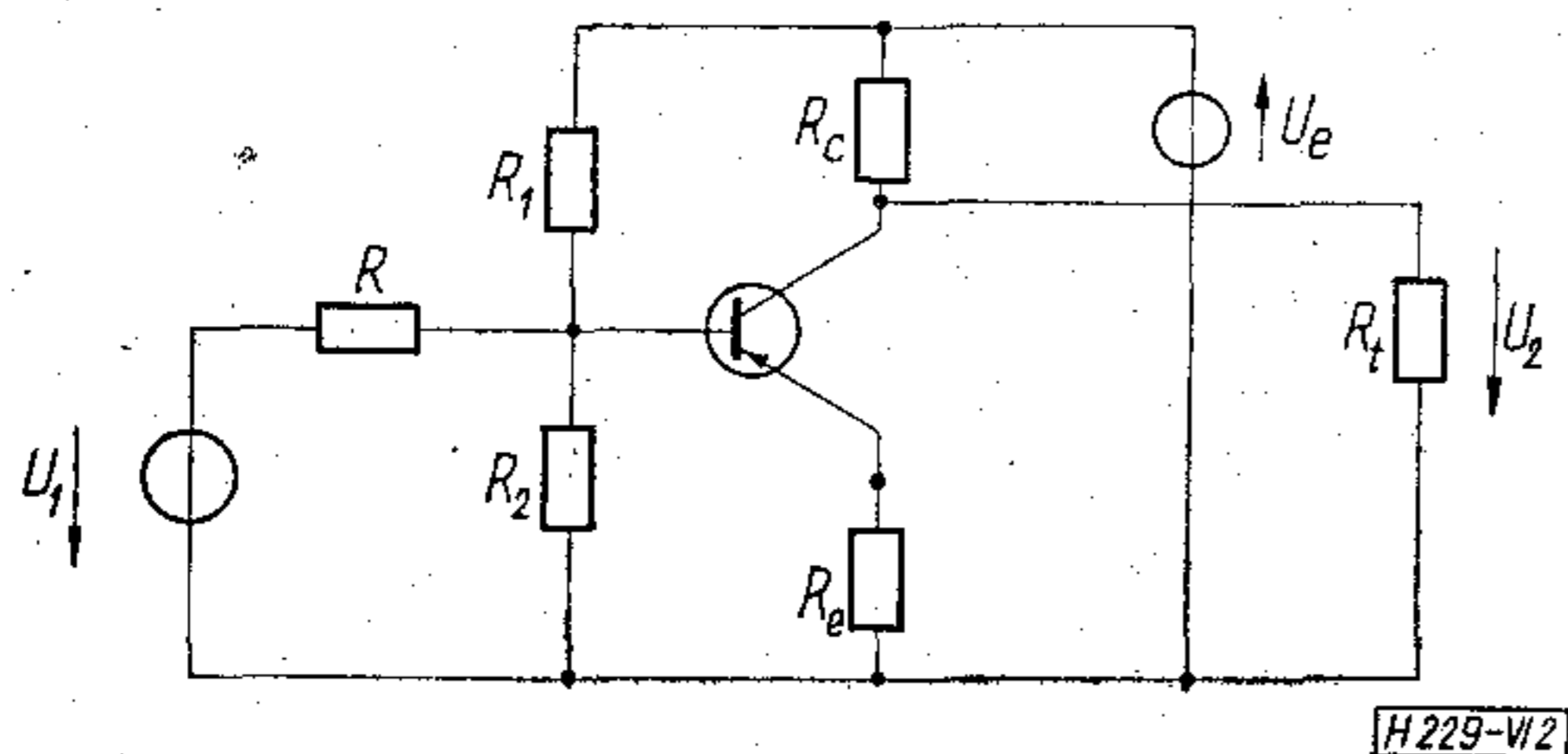
ahol  $Q$  a választott fa által generált vágatrendszer mátrixa az előbbieknél megfelelő sorszámolás szerint, és  $I$  a hálózat ágramainak oszlop mátrixa. Particionáljuk ezeket is az ágak hat csoportjának megfelelően. Figyelembe véve, hogy az ágak, a hurokok és a vágatok fentiek szerinti sorszámolása esetén

$$B = [1 \quad F] \quad \text{és} \quad Q = [-F^+ \quad 1] \quad (7)$$

alakú, ahol  $F^+$  az  $F$  transzponáltját jelöli, (6) a következőképpen írható:

$$\begin{bmatrix} -F_{11}^+ & -F_{21}^+ & -F_{31}^+ & 1 & 0 & 0 \\ -F_{12}^+ & -F_{22}^+ & -F_{32}^+ & 0 & 1 & 0 \\ -F_{13}^+ & -F_{23}^+ & -F_{33}^+ & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_0 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ 0 \\ I_6 \end{bmatrix} = 0, \quad (8)$$





2. ábra

ahol  $I_0$  az áramgenerátorok forrásáramának oszlop-mátrixa, és  $I_5=0$  a nullátorok árama. (8)-ból:

$$-F_{11}^+ I_0 - F_{21}^+ I_2 - F_{31}^+ I_3 + I_4 = 0, \quad (9)$$

$$-F_{12}^+ I_0 - F_{22}^+ I_2 - F_{32}^+ I_3 = 0, \quad (10)$$

$$-F_{13}^+ I_0 - F_{23}^+ I_2 - F_{33}^+ I_3 + I_6 = 0. \quad (11)$$

Az ágak feszültségét és áramát a fenti egyenletek-ből például a következőképpen lehet meghatározni: (2)-ből látható, hogy  $F_{22}$  kvadratikus mátrix. Amennyiben nem szinguláris, úgy (10)-ből:

$$I_2 = -F_{22}^{+ -1} F_{12}^+ I_0 - F_{22}^{+ -1} F_{32}^+ I_3. \quad (12)$$

Ezt (9)-be helyettesítve kapjuk, hogy

$$(F_{21}^+ F_{22}^{+ -1} F_{32}^+ - F_{31}^+) I_3 + I_4 = (F_{11}^+ - F_{21}^+ F_{22}^{+ -1} F_{12}^+) I_0. \quad (13)$$

Ebben az impedanciát tartalmazó kötőágak és fa-ágak árama  $-I_3$  és  $I_4$  — az ismeretlen, az (5) egyenletben pedig ugyanezen ágak feszültsége. A további számításunkban ezeket használjuk fel.

Az impedanciák árama és feszültsége között a következő összefüggések írhatók fel:

$$U_3 = Z_3 I_3 \quad I_3 = Y_3 U_3 \quad Y_3 = Z_3^{-1} \quad (14)$$

$$U_4 = Z_4 I_4 \quad I_4 = Y_4 U_4 \quad Y_4 = Z_4^{-1} \quad (15)$$

$Z_3$  a 3.,  $Z_4$  pedig a 4. csoportba tartozó ágak ágimpedancia-mátrixa. A hálózatban csatolt ágak nincsenek, mivel a csatolásokat a nullátor-norátor modell kiküszöböli. Így  $Z_3$  és  $Z_4$  diagonál mátrix.

Egyenleteinkből  $U_3$ -at vagy  $I_4$ -et célszerű kifejezni. Az előbbit  $b_3$ -adrendű, az utóbbit  $b_4$ -edrendű mátrix invertálásával határozhatjuk meg.

$U_3$  kiszámításához (13)-ból és (15)-ből:

$$U_4 = -Z_4(F_{21}^+ F_{22}^{+ -1} F_{32}^+ - F_{31}^+) I_3 + Z_4(F_{11}^+ - F_{21}^+ F_{22}^{+ -1} F_{12}^+) I_0. \quad (16)$$

Ezt (14) felhasználásával helyettesítsük (5)-be:

$$U_3 = [1 - F_{31}^+ Z_4 (F_{21}^+ F_{22}^{+ -1} F_{32}^+ - F_{31}^+) Y_3]^{-1} [F_{31}^+ Z_4 (F_{21}^+ F_{22}^{+ -1} F_{32}^+ - F_{31}^+) I_0 - F_{33}^+ U_0]. \quad (17)$$

$U_3$  ismeretében (14) alapján  $I_3$ , ezzel (16)-ból  $U_4$  és (15)-tel  $I_4$  meghatározható.

$I_4$  kiszámításához hasonlóan  $I_3$ -at (5)-ből (14) és (15) felhasználásával fejezzük ki:

$$I_3 = -Y_3 F_{31}^+ Z_4 I_4 - Y_3 F_{33}^+ U_0. \quad (18)$$

Ezt (13)-ba helyettesítve és rendezve:

$$I_4 = [1 - (F_{21}^+ F_{22}^{+ -1} F_{32}^+ - F_{31}^+) Y_3 F_{31}^+ Z_4]^{-1} [(F_{21}^+ F_{22}^{+ -1} F_{32}^+ - F_{31}^+) Y_3 F_{33}^+ U_0 + (F_{11}^+ - F_{21}^+ F_{22}^{+ -1} F_{12}^+) I_0]. \quad (19)$$

$I_4$  ismeretében (18)-ból  $I_3$ , ill. (14) és (15) alapján  $U_3$  és  $U_4$  kifejezhető.

Ezzel két úton is meghatároztuk az impedanciák feszültségét és áramát.

A többi áramot és feszültséget is kiszámíthatjuk. Így a norátorok  $I_2$  árama (12)-ből,  $U_2$  feszültsége (4)-ből, az áramgenerátorok  $U_1$  feszültsége (3)-ból, a feszültséggenerátorok  $I_6$  árama (11)-ből és (12)-ből felírható.

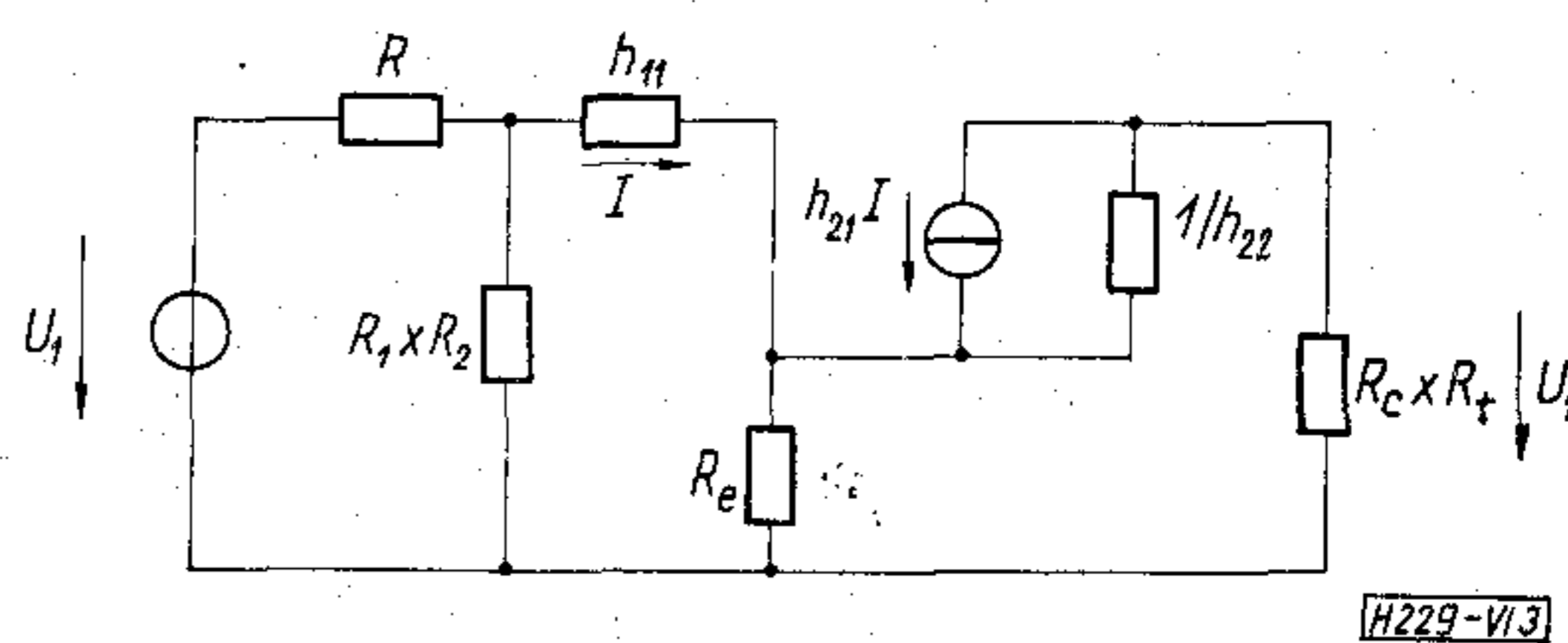
A számítási módszert két példán mutatjuk be.

a) A 2. ábrán látható hálózatban

$$R = 1 \text{ k}\Omega, \quad R_1 = 56 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 25 \text{ k}\Omega, \\ R_c = 1,5 \text{ k}\Omega, \quad R_e = 0,5 \text{ k}\Omega, \quad R_t = 0,8 \text{ k}\Omega,$$

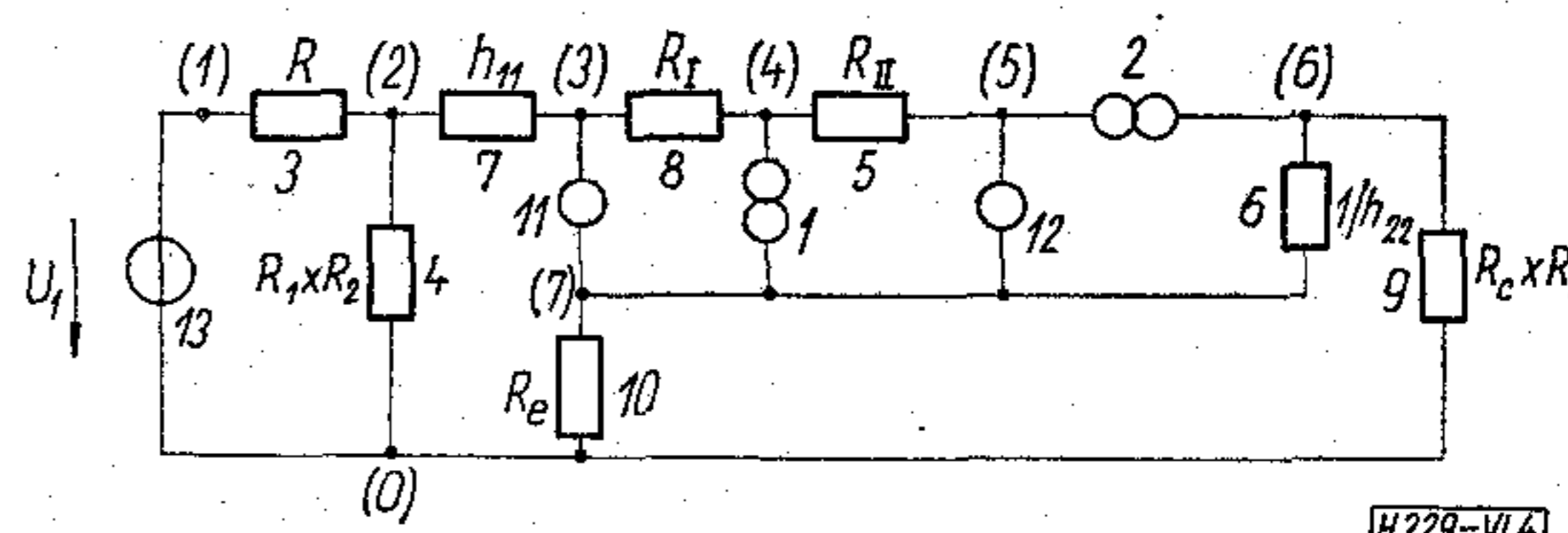
és a tranzisztort jellemző hibrid paraméterek nagyfrekvencián:

$$h_{11} = 0,95 \cdot 10^{-3} \Omega, \quad h_{12} = 5,4 \cdot 10^{-4}, \\ h_{21} = 50, \quad h_{22} = 100 \cdot 10^{-6} \text{ S}.$$



3. ábra

Határozzuk meg az  $U_2/U_1$  feszültségerősítési tényezőt. Az  $U_e$  egyenfeszültségű generátor a nagyfrekvenciás jelek szempontjából rövidzárnak tekinthető. Elhanyagolva a kollektor-emitter feszültségnek a bázis-emitter feszültségre való visszahatását ( $h_{12} \approx 0$ ), a tranzisztor egy áramvezérelt áramgenerátorral helyettesíthető (3. ábra). Ennek a kapcsolásnak egy számítási modelljét tüntettük fel a 4. ábrán. Itt  $h_{21} = R_I/R_{II}$ . Számításunkban legyen  $R_I = 10 \text{ k}\Omega$ , akkor  $R_{II} = 0,2 \text{ k}\Omega$ . A hálózat gráfja az ágaknak az előbbieken megadott módon történő sorszámozásával az 5. ábrán látható. A faágakat vastagabb vonal jelöli. Minthogy áramgenerátor nincs a hálózatban,  $b_1 = 0$ , a nullátorok és norátorok számának megfelelően  $b_2 = b_5 = 2$ , a hálózatban egy feszültséggenerátor van, így  $b_6 = 1$ . A csomópontok száma 8, vagyis 7 faág van. Ezért  $b_3 = b_4 = 4$ . A kijelölt fa által generált



4. ábra



hurokrendszer mátrixa:

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

vagyis

$$F_{21} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}; \quad F_{22} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}; \quad F_{23} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$F_{31} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}; \quad F_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & 0 \\ -1 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$F_{33} = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$I_0 = 0, \quad U_0 = U_1,$$

$$Z_3 = \langle R \quad R_1 \times R_2 \quad R_{11} \quad 1/h_{22} \rangle = \langle 1 \quad 17,28 \quad 0,2 \quad 10 \times 10^3 \Omega, \rangle$$

$$Z_4 = \langle h_{11} \quad R_1 \quad R_c \times R_t \quad R_e \rangle = \langle 0,95 \cdot 10^{-6} \quad 10 \quad 0,522 \quad 0,5 \times 10^3 \Omega, \rangle$$

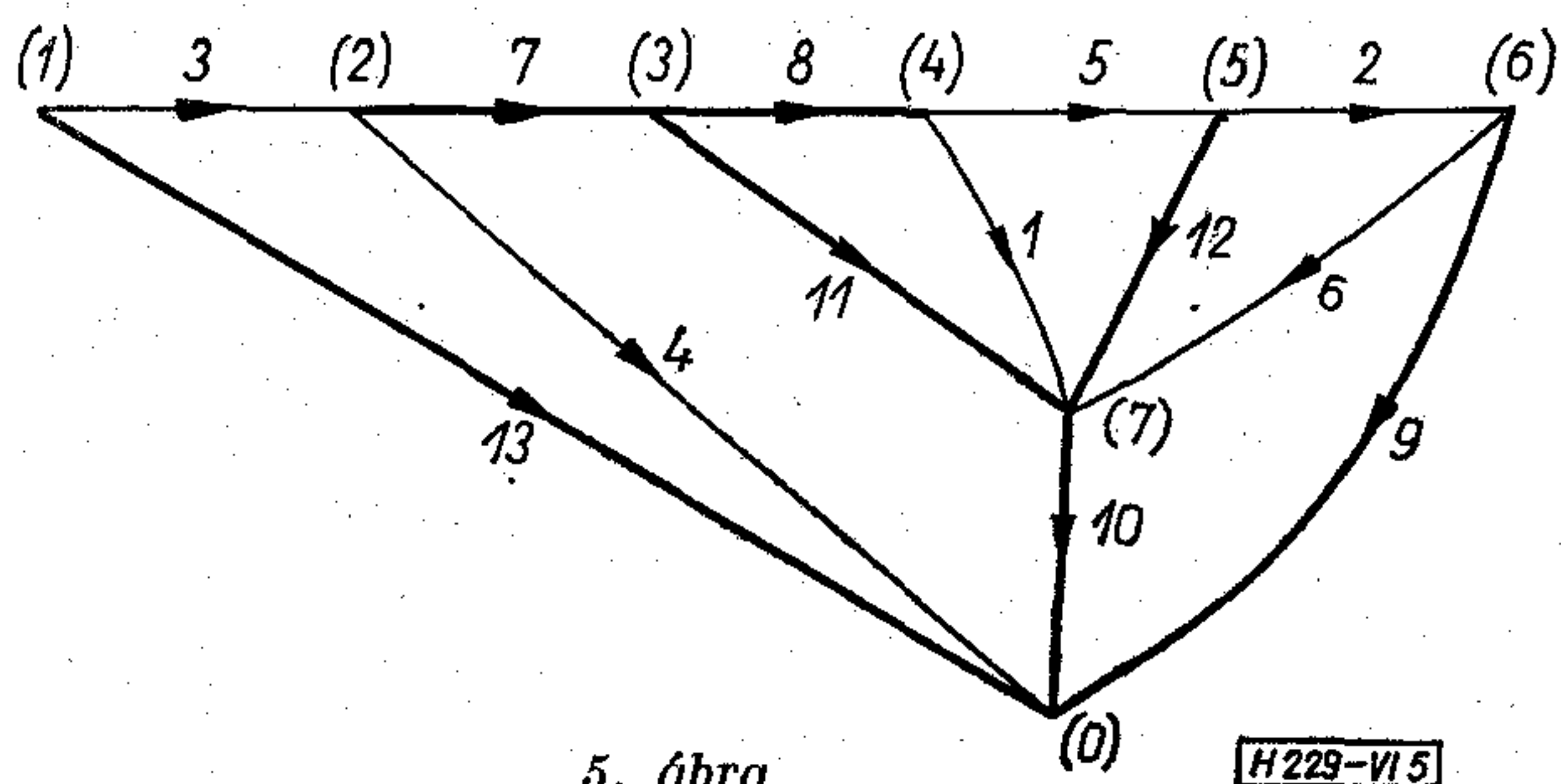
$$Y_3 = \langle 1 \quad 0,0579 \quad 5 \quad 0,1 \times 10^{-3} S. \rangle$$

A (17) egyenlet alapján a fentiekből:

$$U_3 = \begin{bmatrix} 0,0918 \\ 0,908 \\ -0,392 \\ -1,836 \end{bmatrix} U_1 \quad \text{és}$$

$$I_3 = Y_3 U_3 = \begin{bmatrix} 0,0918 \\ 0,0526 \\ -1,96 \\ -0,184 \end{bmatrix} U_1 \cdot 10^{-3} S$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & F_{21} & F_{22} & F_{23} \\ 0 & 1 & F_{31} & F_{32} & F_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}.$$



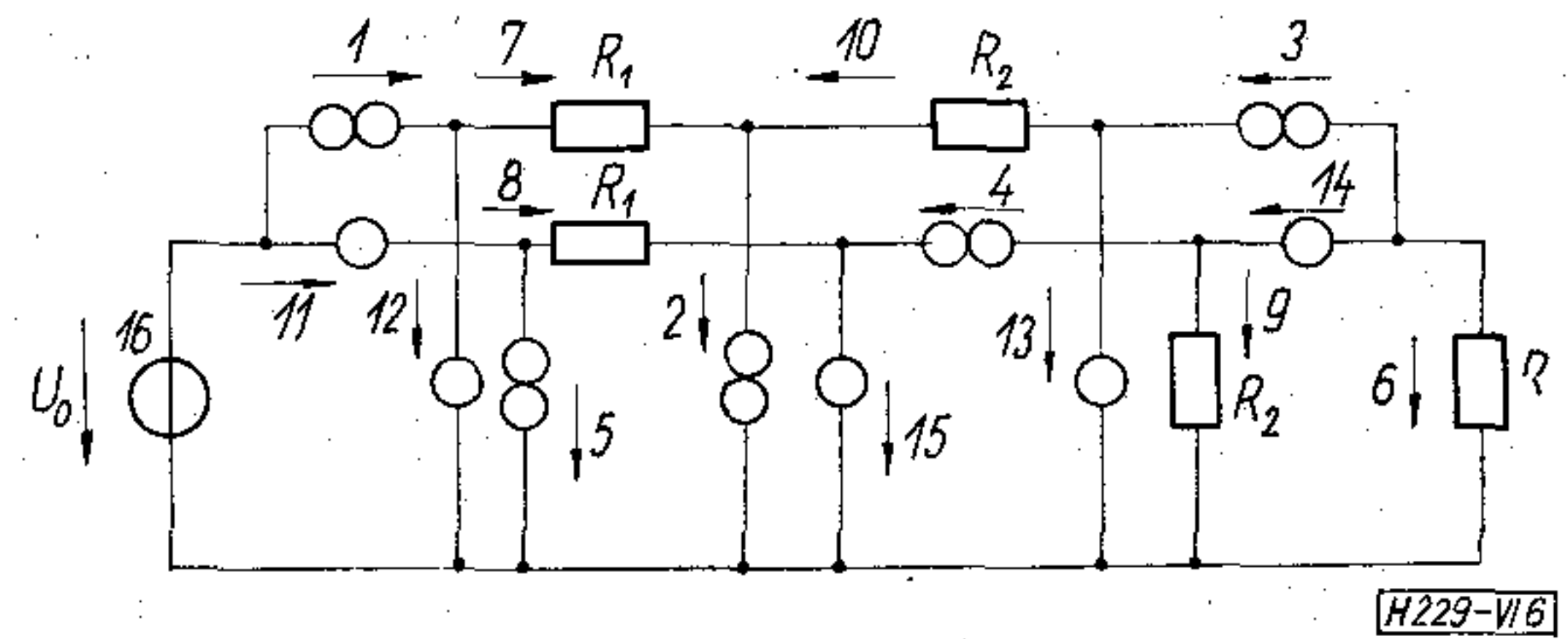
5. ábra

H229-VI.5

vagyis

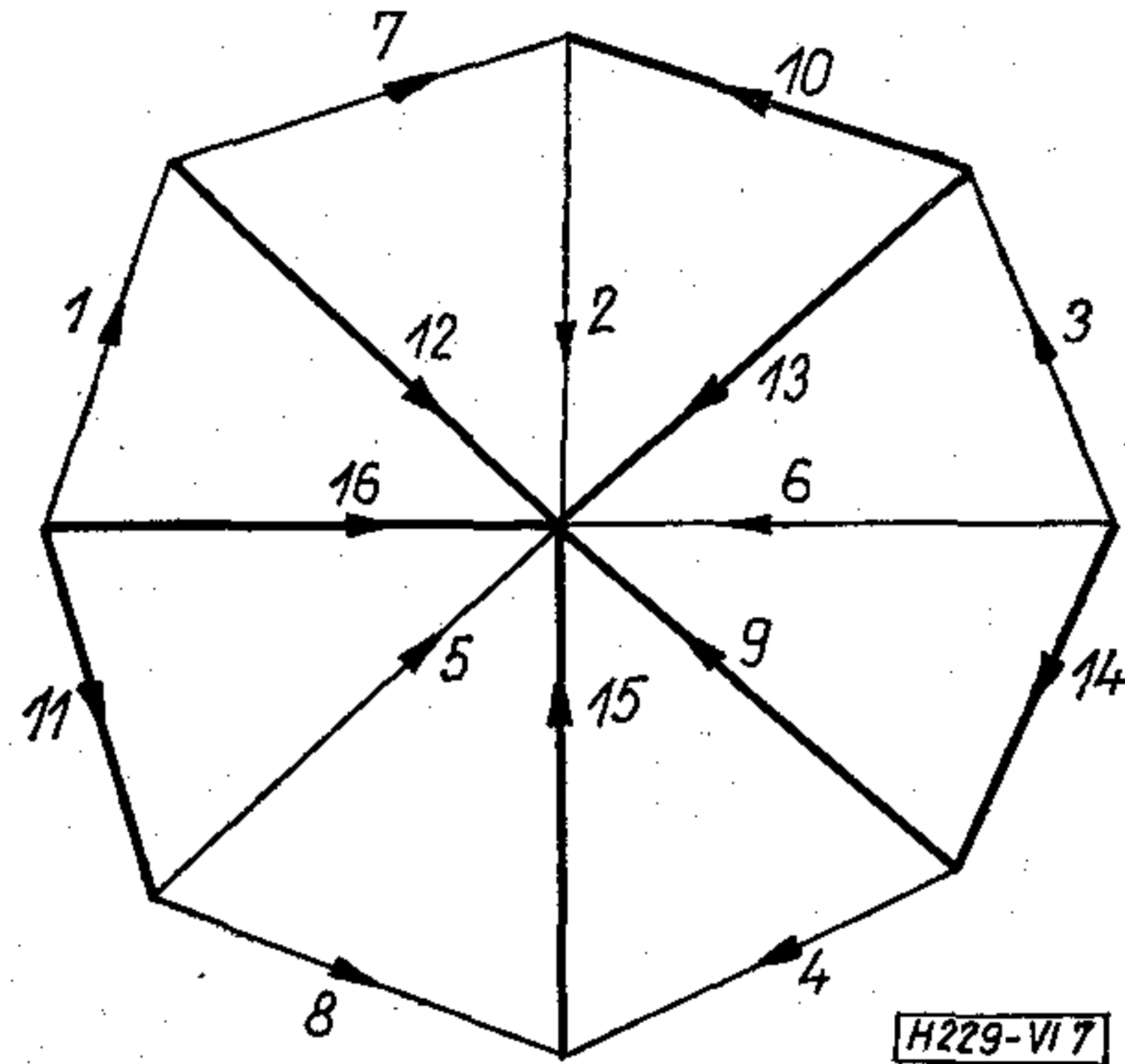
$$F_{21}^+ = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad F_{31}^+ = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$F_{22}^{+^{-1}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$



6. ábra

H229-VI.6



7. ábra

H229-VI.7

$$U_4 = \begin{bmatrix} 0,0372 \cdot 10^{-6} \\ 0,392 \\ -0,927 \\ 0,857 \end{bmatrix} U_1.$$

A keresett  $U_2$  feszültség  $U_4$  harmadik eleme, vagyis  $U_2/U_1 = -0,93$ .

b) A 6. ábrán az  $R$  ellenállással lezárt,  $U_0$  feszültségű generátorral gerjesztett negatív impedancia konverter helyettesítő kapcsolását tüntettük fel. A következőkben a feszültséggenerátor áramát számítjuk ki.

A számításhoz az ágakat a 6. ábrán látható módon sorszámoztuk. Az 1, ..., 5 ág norátort, a 6, ..., 8 ág impedanciát tartalmazó kötőág, a 9, 10 impedanciát, a 11, ..., 15 nullátort, a 16 ideális feszültséggenerátort tartalmazó faág (7. ábra). Ezen fa által generált fundamentális hurokrendszer mátrixa:



$$F_{32}^+ = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

továbbá

$$Y_3 = \left\langle \frac{1}{R} \quad \frac{1}{R_1} \quad \frac{1}{R_1} \right\rangle \quad \text{és} \quad Z_4 = \langle R_2 \quad R_2 \rangle.$$

Ezekből (19) alapján

$$I_4 = \begin{bmatrix} I_9 \\ I_{10} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ R_2 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} U_0 \\ R_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{U_0}{R} \\ -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{U_0}{R} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{R} \begin{bmatrix} 1 \\ -1/k \end{bmatrix}.$$

$I_4$ -et (18)-ba helyettesítve kapjuk, hogy

$$I_3 = \begin{bmatrix} I_6 \\ I_7 \\ I_8 \end{bmatrix} = \frac{U_0}{R} \begin{bmatrix} R_2/R \\ -(R_2/R_1)^2 \\ R/R_1 \end{bmatrix}.$$

(12)-ből:

$$I_2 = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} = \frac{U_0}{R} \begin{bmatrix} -(R_2/R_1)^2 \\ -R_2/R - (R_2/R_1)^2 \\ -R_2/R \\ -R/R_1 \\ -R/R_1 \end{bmatrix}.$$

$I_2$ -t és  $I_3$ -at (11)-be helyettesítve:

$$I_6 = I_{16} = \left( \frac{R_2}{R_1} \right)^2 \frac{U_0}{R} = \frac{1}{k^2} \frac{U_0}{R},$$

amint ezt vártuk.

#### IRODALOM

- [1] Davies, A. C.: Nullator-norator equivalent networks for controlled sources. Proc. of IEEE, 1967. p. 722—723
- [2] Mitra, S. K.: Analysis and synthesis of linear active networks. Wiley, New York, 1969.
- [3] Vágó I.—Hollós E.: Kétkapu modellezése nullátor és norátor felhasználásával. Híradástechnika XXIV. évfolyam 8. szám 236. o.
- [4] Davies, A. C.: Matrix analysis of networks containing nullators and norators. Electronics Letters, 1966. Vol. 2. No. 2. p. 48—49

#### SZEMLE

Az Iskra ljubljana-i színes tv-készülékgyára hároméves szerződést kötött a British Radio Corporation-nel színes televízió-vevőkészülékek gyártása terén való együttműködésre vonatkozóan. Az üzletet a Guest International nevű szervezet közvetítette, amely abban financiálisan is részt vesz.

A szerződés összege 1,5 millió angol fontot tesz ki. Ez a legnagyobb exportüzlet a teljesen tranzistorizált színes tv-készülékek területén, amelyet a BRC valaha is kötött. Az együttműködés három fokozatban történik. Az elsőben az Iskra komplett színes tv-készülékeket vásárol a BRC-től és Jugoszláviában Iskra-védjeggyel értékesíti azokat. A második fokozatban a BRC a készülékeket csak részben szereli fel, a vég-szerelést Jugoszláviában végzi. A harmadik fokozatban az Iskra már csak az alkatrészeket vásárolja, a készülékek komplett összeszerelését maga végzi. Ebben angol szakemberek (BRC termelési dokumentációkkal) tanácsadóként fognak közreműködni.

Az első évben a BRC-szállítások exportértéke kerekén 1/2 millió fontsterling lesz.

1973-ban az Iskra 5000 db színes készülék szállítását tervezi. Az Iskran kívül csak egyetlen másik színes tv-készülékgyár van Jugoszláviában: az Elektronska Industrija (EI) nevű egyesülés, amely a japán Toshiba Co. Ltd. licence alapján gyárt tv-készülékeket. (Marktinformationen für Ind. und Aussenhandel der DDR, 1972. 16. k. 34. sz.)

\*

Az elektrooptika területén — amely ma a gyorsan fejlődő iparágak közé tartozik — Münchenben 1973. szeptember 4. és 7. között „LASER 73” néven új szakmai kiállítást rendeznek, ahol bemutatják az elektrooptikai eszközök ipari alkalmazását és kutatási eredményeit. A szakvásár kínálata egyedi alkatrészeket, készülékeket és műszereket tartalmaz, amelyek többek között a következő alkalmazási területekre terjednek ki: optikai radartechnika, anyagmegmunkálás, meteorológia, optikai adatfeldolgozás, híradástechnika és holográfia. (Radio Elektronik Schau, 1972. 48. k. 8. sz.)





## Digitális szűrők

ETO 621.372.54:681.32

A digitális szűrési eljárásokat a digitális jelfeldolgozás egy speciális ágának tekinthetjük. Rendeltesük azonos a hagyományos passzív, ill. aktív LC és RC szűrőkével, kivételük, működés módjuk azonban teljesen eltérő ezektől. Általánosságban egy digitális szűrőt olyan „fekete doboznak” tekinthetünk, mely a bemenetén mintavételezett és digitalizált jelsorozatot fogad, ebből tisztán numerikus módszerekkel képezi a kimeneti digitális jelsorozatot. Az analóg szűrőkhöz hasonlóan itt is definiálható átviteli függvény, csak matematikai leírása kissé eltérő, alkalmazkodik a mintavételes rendszerek tárgyalásmódjához. Az analóg és digitális szűrők közti funkcionális azonosság a gyakorlatban A/D és D/A konverterek felhasználásával igazolható. Egy A/D és D/A konverter közé iktatott digitális szűrő átviteli függvénye ugyanolyan eszközökkel mérhető, mint egy hagyományos szűrőé.

Digitális szűrést kezdetben csak számítógéppel valósították meg, ma azonban a félvezető technika rohamos fejlődése révén több egyre speciális rendeltetésű, integrált áramkörös célberendezés található az irodalomban, melyek digitális szűrőket realizálnak [5, 2, 17]. Ez a jelfeldolgozási technika lényegesen bonyolultabb és költségesebb a hagyományosnál, hogy mégis terjedőben van, az a digitális jelfeldolgozás nyújtotta előnyöknek köszönhető. Ezek: nagy pontosság és stabilitás széles frekvenciatartományban. A hagyományos szűrők az alkatrészek hőfokfüggése, öregedése miatt, a műveleti erősítők driftje és egyéb fogyatékoságai miatt egy sor alkalmazási területen problémák merülnek fel, digitális módszerrel tetszés szerinti alacsony frekvencia-

tartományban dolgozhatunk a pontosság és stabilitás legcsekélyebb romlása nélkül. A digitális szűrők másik nagy előnye a flexibilitás, a programozhatóság: a kívánt átviteli függvény tetszés szerint változtatható tisztán „software” eszközökkel, ami a hagyományos szűrőknél természetesen szinte elképzelhetetlen. A vázolt előnyök meghatározzák a digitális szűrők fő alkalmazási területeit:

1. Mintavételes mérő, ill. szabályozórendszerek, ahol a számítógép rendszerint eleve rendelkezésre áll (DDC) [6].
2. Átviteltechnika (PMC rendszerek, nagy pontosságú csatornaszűrők) [22].
3. Alacsonyfrekvenciás szűrők.
  - a) EKG, EEG jelfeldolgozás [15].
  - b) Rádiólokátor, álló célpontokról eredő visszaverődések kiszűrése, mozgó cél detektálása [20, 21].
  - c) Nukleáris és mágneses rezonancia spektrum feloldásának javítása [25].
4. Egyéb, ahol a programozhatóságra szükség van (pl. alacsony frekvenciás spektrum analízátor, automatikus mérőrendszer stb.).

A digitális szűrők alapvetően két csoportba sorolhatók: rekurzív és nonrekurzív (másnéven: transzverzális) szűrők csoportja.

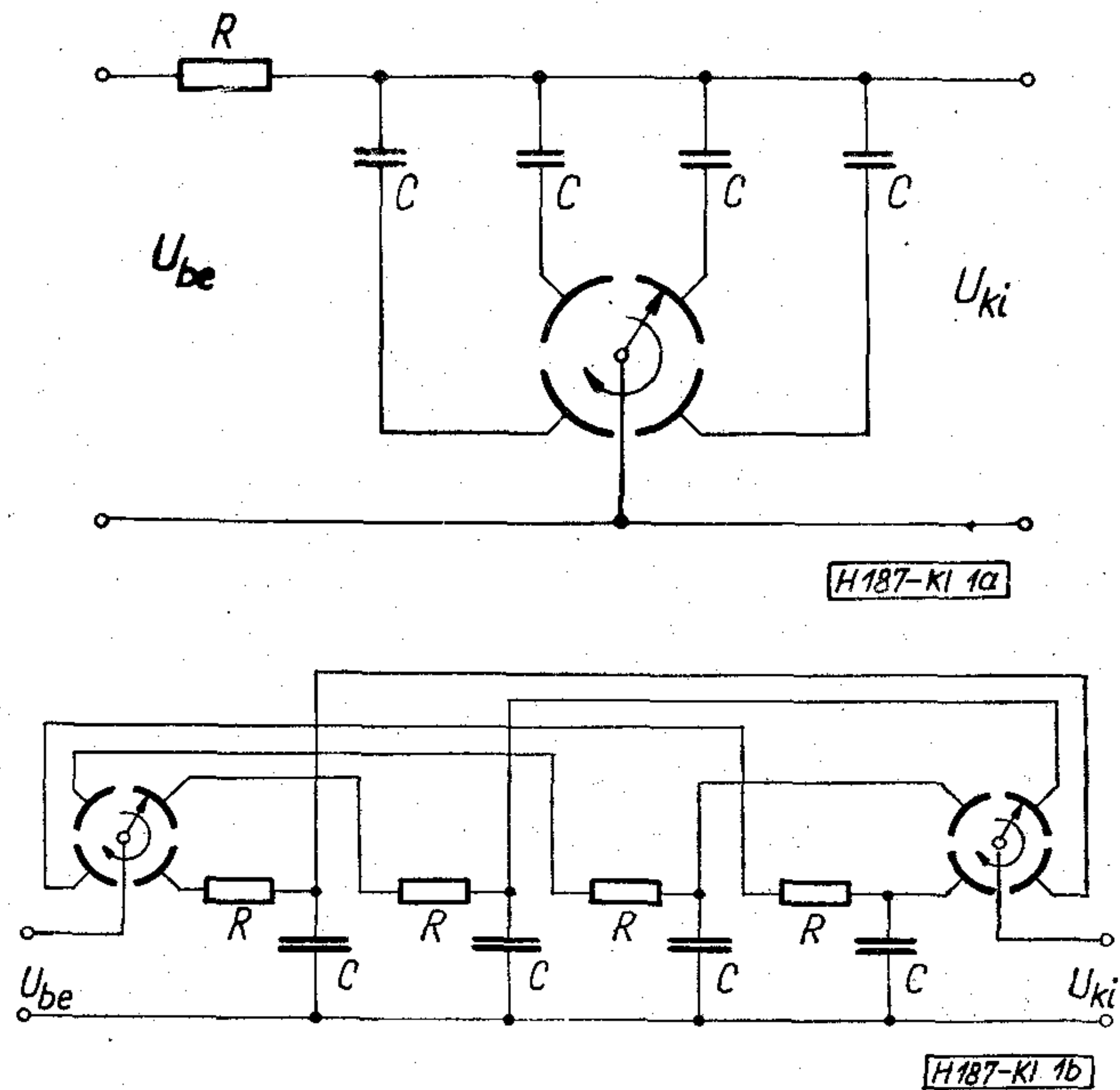
1. A rekurzív szűrők belső visszacsatolást tartalmaznak, matematikai leírásuk a transzformációval történik, tervezésük általában az átviteli függvény meghatározásából indul ki.
2. A nonrekurzív (transzverzális) szűrők visszacsatolást nem tartalmaznak, tervezésükben az időtartomány, ill. a súlyfüggvény kap nagyobb hangsúlyt.

Röviden érdemes egy harmadik, átmeneti csoporttal is foglalkozni az ún. kommutációs szűrőkkel [4, 18]. Ebben a csoportban a digitális elnevezés nem egészen helytálló olyan szempontból, hogy a jelfeldolgozás nem digitális, numerikus, hanem analóg módszerekkel történik. Digitális viszont olyan szempontból, hogy az átviteli függvény frekvenciaskálája egy óra frekvencia változtatásával széthúzható, vagy összenyomható. A függvény alakja nem változik, csak frekvencia tartománya (pl. sáváteresztő, vagy záró esetén a sávközép helye tolható el).

A következőkben röviden áttekintjük a kommutációs szűrők tulajdonságait, majd részletesebben tárgyaljuk a rekurzív és transzverzális szűrők approximációs és realizálási kérdéseit.

### 1. Kommutációs szűrők

Kommutációs szűrőknek nevezzük a digitális szűrők azon csoportját, melyek a jelfeldolgozást a jelnek időszakonkénti átlagolásával végzik. Az átlag-



1. ábra



golást kapcsolt RC hálózatok hajtják végre. A kapcsoló elhelyezése szerint beszélhetünk parallel, vagy soros kommutációs szűrőről (1a, 1b ábra).

Az 1a ábrán látható egyszerű párhuzamos rendszerű kommutációs szűrő működése a következő.

A kapcsoló  $f_0$  frekvenciájú körforgást végez, így minden fordulatnál  $\frac{1}{Nf_0}$ -ideig földel egy-egy szegmenst (az ábrán  $N=4$ ). Tételezzük fel, hogy a bemenetre pontosan  $f_0$  frekvenciájú jel érkezik, ekkor minden egyes körülfordulás során az egyes aluláteresztő szegmensekre a jel ugyanazon fázisú szakasza jut, ezért az RC időállandónak megfelelően bizonyos periódusszám után C kondenzátoron a kérdéses jelszakasz átlaga képződik.  $N$  szegmens esetén RC időállandó  $N$ -szeresére növekszik, mivel a kitöltési tényező  $\frac{1}{N}$ .

Ha a bemeneti frekvencia  $f_0$ -tól eltér, az egyes RC szegmensekre változó jelszakaszok jutnak, ezért a kimeneti amplitúdó az eltéréssel arányosan csökken. A frekvenciamenet  $f_0$  környezetében a 2. ábrán látható.

Az áteresztő sávszélesség (3 dB-es pontok között)  $\frac{2}{NRC}$ . A levágási meredekség 6dB/oktáv. Amennyiben a levágási meredekséget növelni akarjuk, az egyes RC szűrő szegmensek helyett több tagú (magasabb fokszámú) RC szűrőt kell beiktatnunk. Pl. 12 dB/oktáv meredekség eléréséhez két időállandós sorbakötése szükséges (3. ábra).

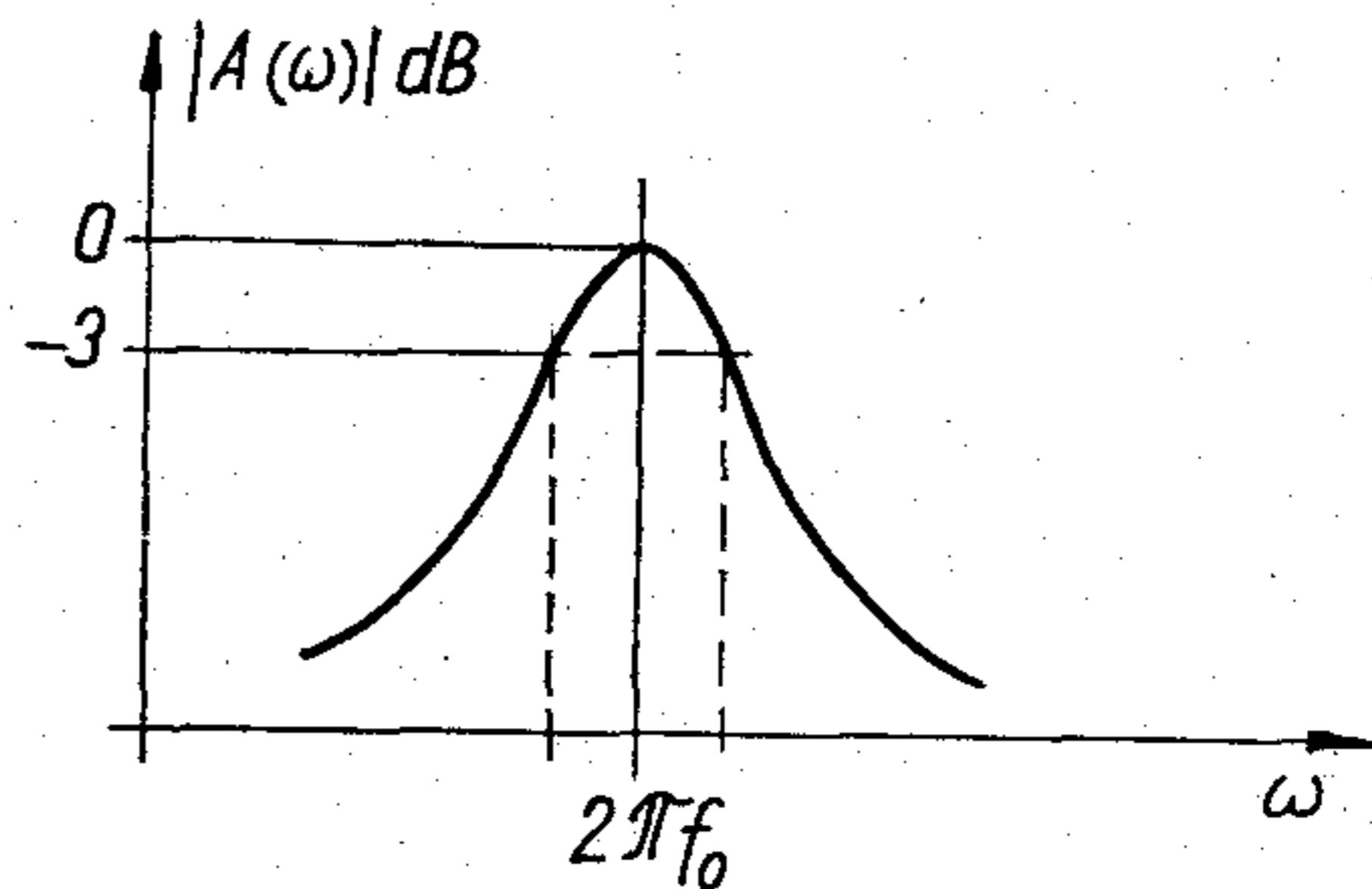
Alacsony frekvencián, valamint  $f_0$  egész számú többszörösei környezetében természetesen ismét átteresztővé válik a szűrő. Kivételt képez az  $Nf_0$  frekvencia, amikor minden aluláteresztő szegmens egy teljes periódust átlagol, ezért ezt a frekvenciát teljesen elnyomja. A teljes frekvenciamenet a 4. ábrán látható (4 szegmensre).

Az átviteli görbe  $n f_0$  pontjainak burkolója  $\frac{\sin x}{x}$  alakú, ahol  $x = n\pi k$ ,  $n$  a harmonikus száma,  $k$  a kitöltési tényező, mellyel egy szegmens résztvesz a folyamatban  $k = \frac{1}{N}$ . A gyakorlati megvalósítás során a forgó kapcsolót elektronikusan kell realizálni. Az elektronikus kapcsoló maradék feszültsége, ill. ellenállása befolyásolhatja a szűrő frekvenciamenetét.

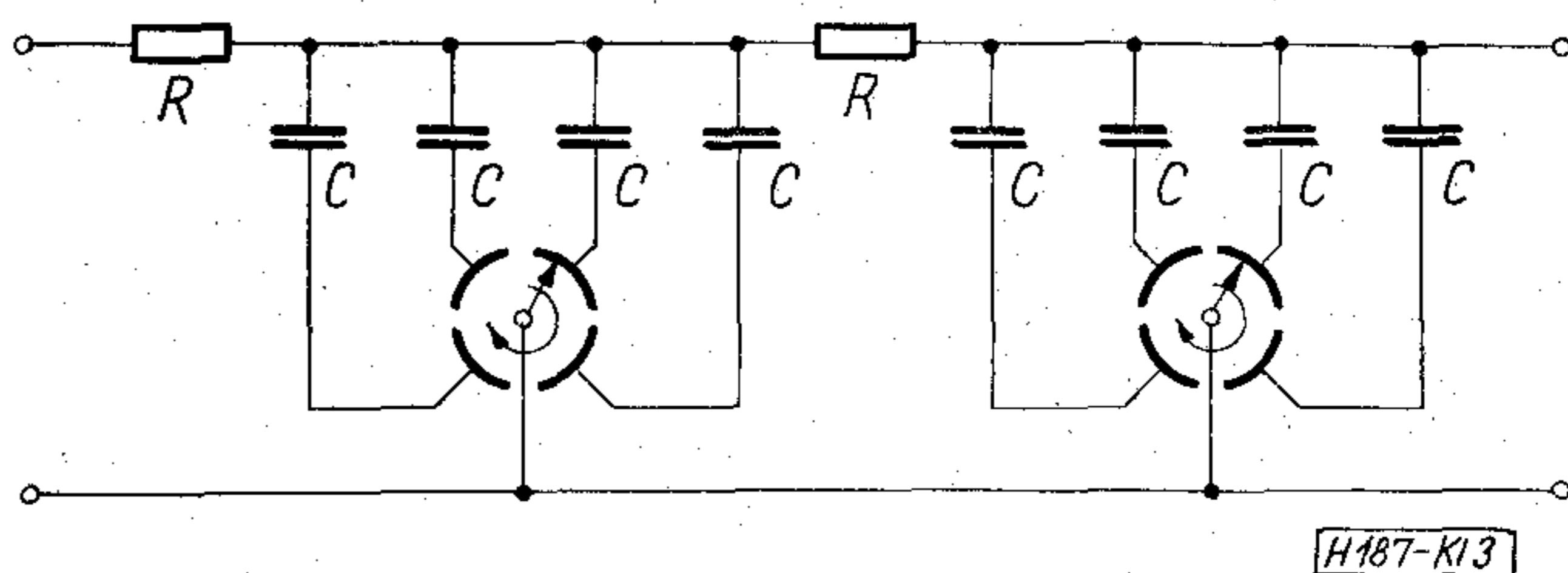
Figyelembe kell venni, hogy a kapcsolónak mindkét irányú áramot tudni kell vezetni, valamint azt, hogy a véges be- és kikapcsolási idők (fel- és lefutás) is leronthatják a szűrő tulajdonságait.

**2. Nonrekurzív (transzverzális) szűrők**

Azokat a szűrőket, melyek a kimeneti érték előállításához csak a megelőző bemeneti értékeket használják fel, azaz nem tartalmaznak visszacsatolást (a kimenetről) nonrekurzív, vagy transzverzális szűrőknek nevezzük. Felépítésük igen egyszerű: egy késleltető tárolólánc, melyben az egyes késleltető fokozatokhoz szorzó áramkörök csatlakoznak. A szorzó áramkörök kimeneteit egy összeadó összegzi (5. ábra).



2. ábra



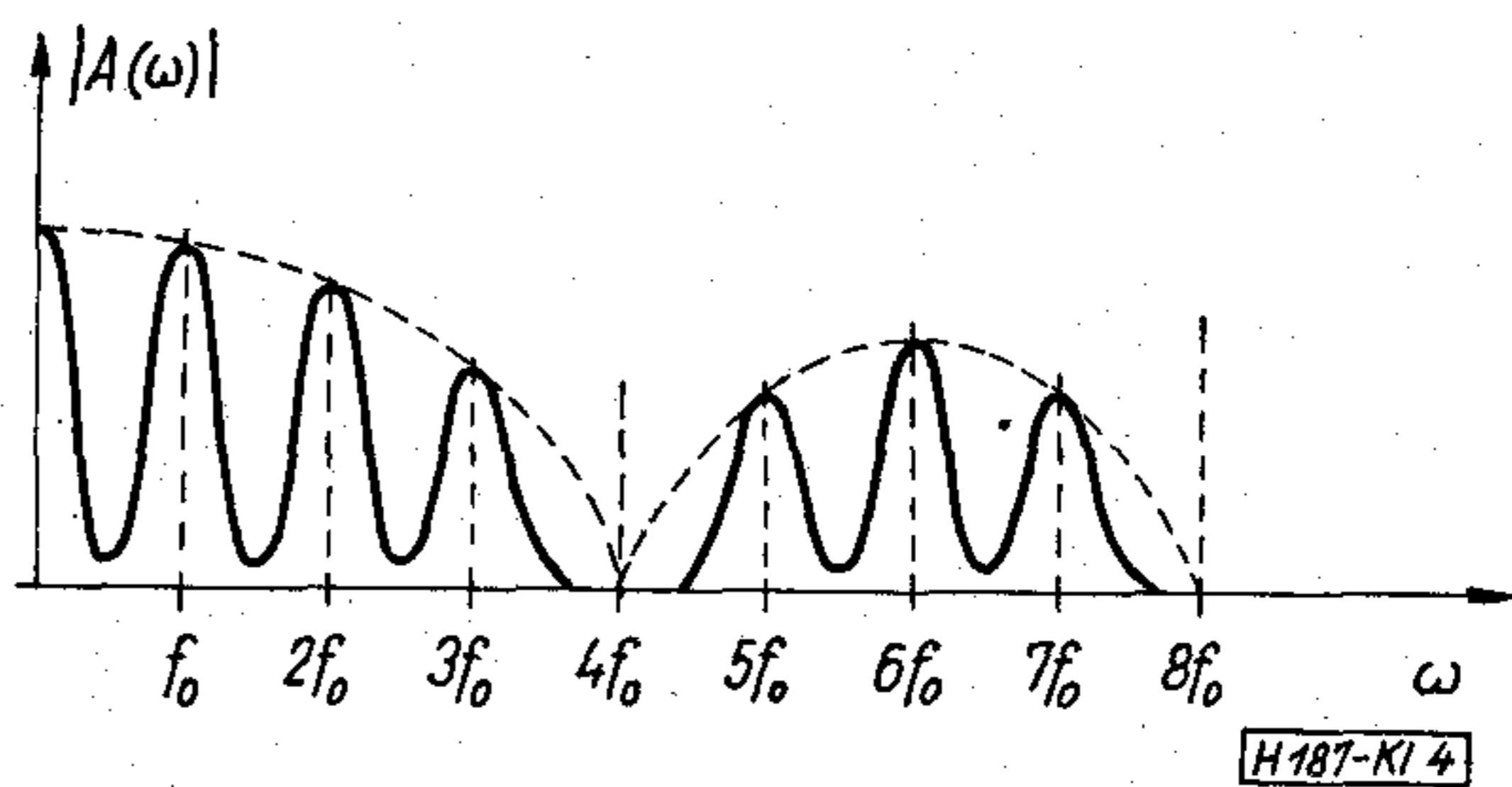
3. ábra

Működése matematikailag legegyszerűbben a Duhamel tétel segítségével írható le [3].

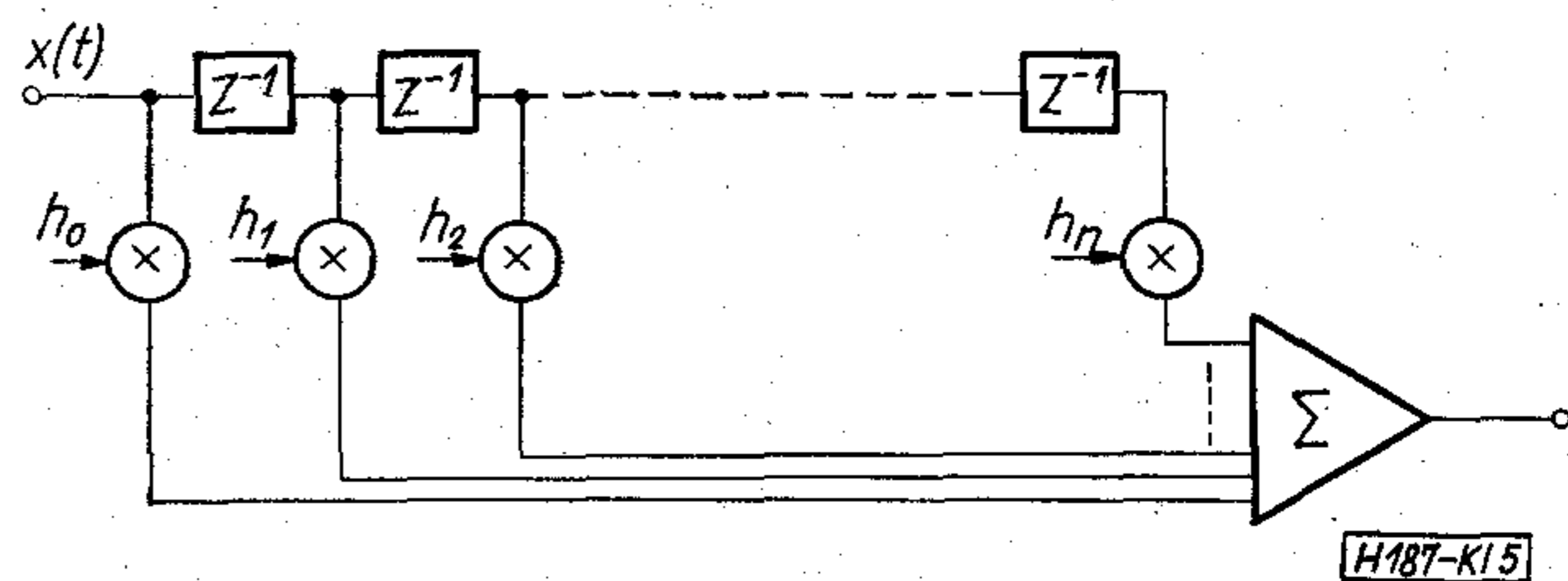
Ha ismert egy rendszer súlyfüggvénye (időtartománybeli viselkedés), akkor a kimenőjel  $y(t)$  bármilyen  $x(t)$  bemenőjel esetén  $y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(u)x(t-u)du$

konvolúciós integrállal számítható ki. Mintavételes rendszer esetén a mintavételezett súlyfüggvényt alkalmazzuk és az integrálást szummázással közelítjük:  $y(t) = T \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(kT)x(t-kT)$ . A gyakorlatban  $h(kT)$

súlyfüggvénynek végesnek kell lenni a stabilitás és realizálhatóság érdekében. Rendszerint feltételezhető, hogy  $h(kT)$  csak  $k=0$  és  $N$  közt vesz fel 0-tól eltérő értékeket ( $k$  negatív értékeire a lineáris invariáns négy-pólusok súlyfüggvénye zérus a kauzalitás miatt). Így a szummát csak véges határok között kell elvégezni:  $y(t) = T \sum_{k=0}^N h(kT) x(t-kT)$ .

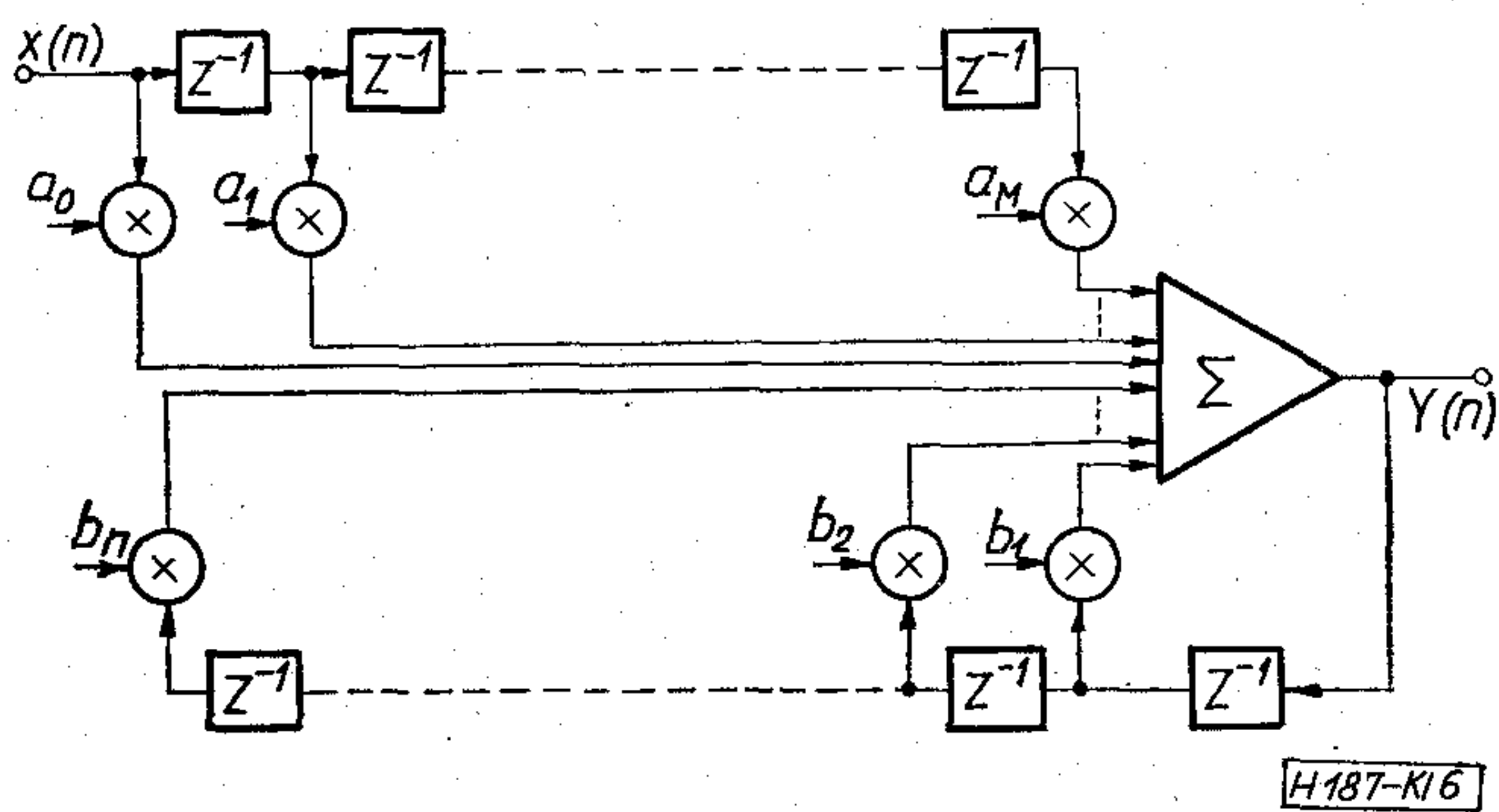


4. ábra

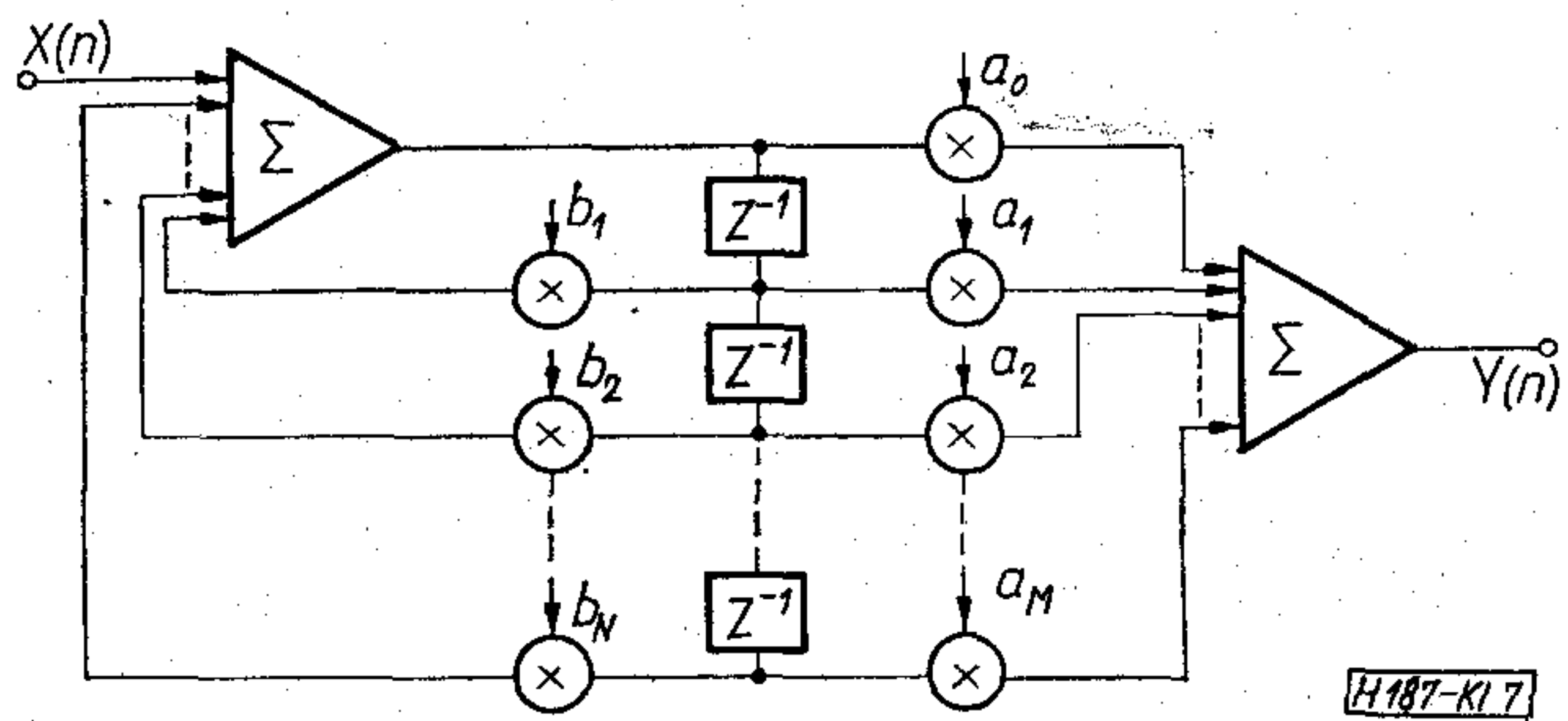


5. ábra





6. ábra

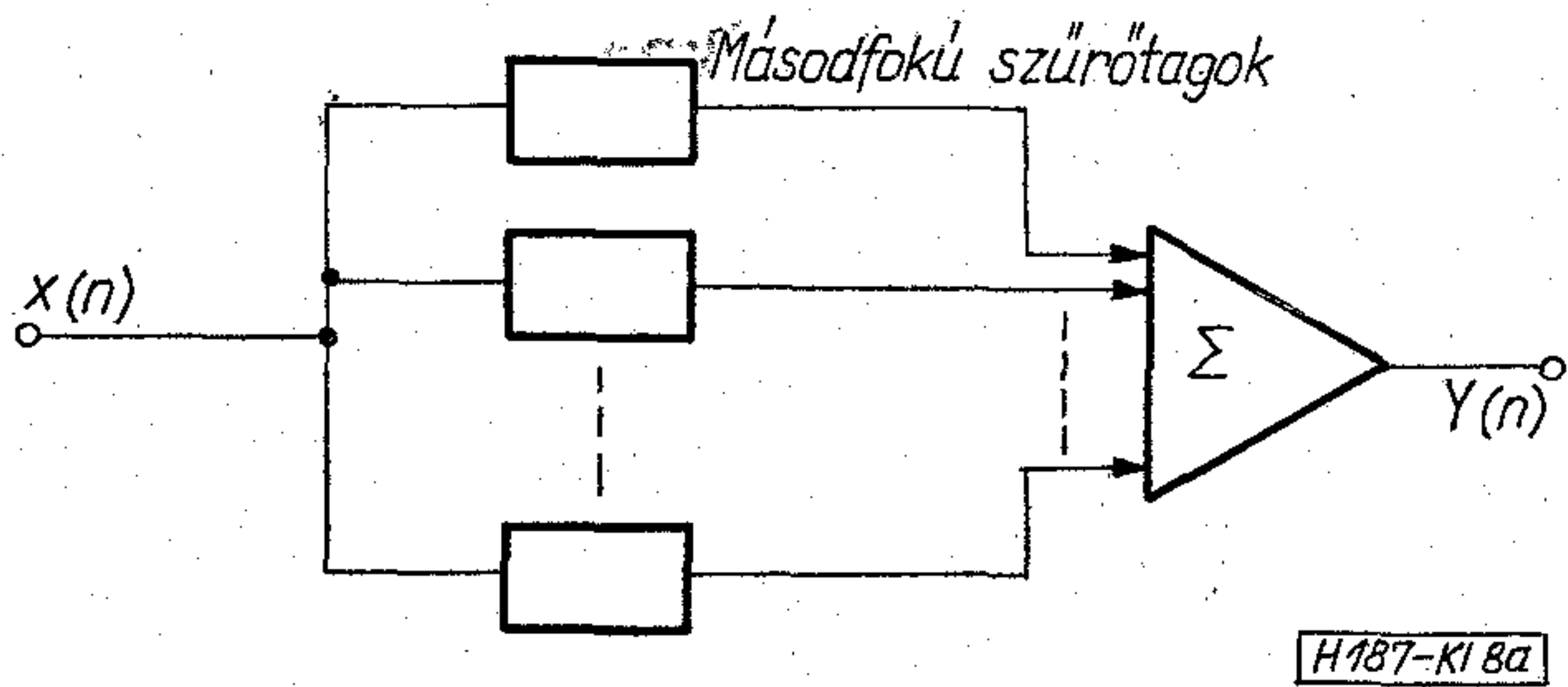


7. ábra

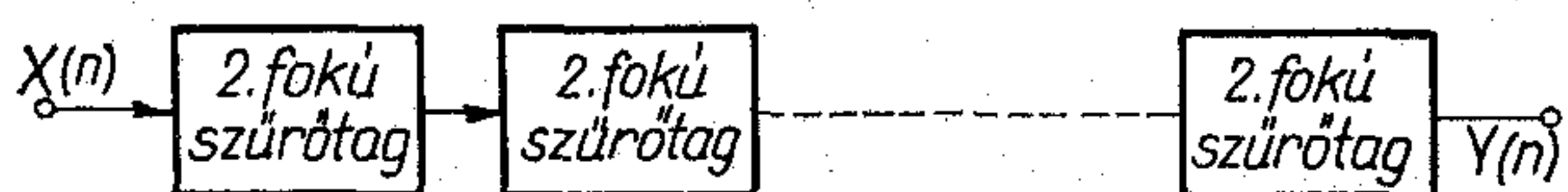
Ezt a formulát valósítja meg az ábra szerinti blokkvázlat.

A súlyfüggvényre vonatkozó követelmény a frekvenciatartományban úgy értelmezhető, hogy a frekvenciamenet és deriváltjai folytonos függvények legyenek (törés, szakadás nem lehet bennük). Ezen kívül a frekvenciamenet Fourier sorba fejthető legyen, ez a sor véges számú tagból álljon, ami akkor biztosítható, ha a frekvenciamenet periodikus, periódusa  $\omega_s$  (az alapperiódus  $\pm \frac{\omega_s}{2}$  között talál-

ható). A tervezés során ezt a követelményt úgy teljesíthetjük, ha súlyfüggvényt megszorozzuk egy — időben véges — ún. „ablak” függvényvel. Az időtartománybeli szorzás a frekvenciatartományban konvolúciónak felel meg, ennek eredményeképp a frekvenciamenet törései, ugrásai „kisimulnak”, folytonos átmenetté válnak. Az irodalomban [1] több ilyen „ablakfüggvény” is található, melyekkel optimálisan realizálható a megadott átvitelű szűrő.



H187-KI 8a



H187-KI 8b

8. ábra

A szükséges késleltető elemek számának meghatározását illetően, szintén az irodalomra [1] utalunk: minél meredekebb átmenetek vannak a frekvenciamenetben, annál hosszabb lecsengésű a súlyfüggvény és annál több késleltető tag szükséges a realizáláshoz.

### 3. Rekurzív szűrők

#### 3.1. Matematikai alapok

Lineáris invariáns hálózatok időtartománybeli leírása általánosságban lineáris differenciálegyenletekkel történik [3]. Tekintsünk egy általános négy-pólust, melynek bemenete és kimenete közti összefüggést szintén egy lineáris differenciálegyenlet írja le.

$$\sum_{n=0}^N B_n \frac{dy}{dt^n} = \sum_{m=0}^M A_m \frac{dx}{dt^m}$$

Ha a bemeneten és a kimeneten csak bizonyos meghatározott időközönként ismerjük a jelet, mintavételes rendszerről beszélhetünk és a differenciálegyenletről differenciaegyenletre térhetünk át.

$$\sum_{k=0}^N b'_k y(n-k) = \sum_{k=0}^M a'_k x(n-k)$$

ebből  $y(n)$  kifejezhető,

$$y(n) = \sum_{k=0}^M \frac{a'_k}{b'_0} x(n-k) - \sum_{k=1}^N \frac{b'_k}{b'_0} y(n-k); \quad \frac{a'_k}{b'_0} = a_k; \quad \frac{b'_k}{b'_0} = b_k$$

Az  $n$ -edik kimenő érték  $k$  megelőző be- és kimeneti értékből határozható meg [5, 7].

A mintavételes rendszerek matematikailag a  $z$  transzformációval tárgyalhatók. Egy folytonos  $x(t)$  függvény  $T$  közű mintavételes alakja

$$\sum_{n=0}^{\infty} x(nT) \delta(t-nT)$$

ahol  $\delta(t-nT)$  egységnyi amplitúdójú túimpulzus-sorozat. Ennek Laplace transzformáltja:  $\sum_{n=0}^{\infty} x(nT) e^{-snT}$

ebből  $e^{-sT} = z^{-1}$  definícióval  $x(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) z^{-n}$

Ezt alkalmazva a lineáris differenciálegyenletre:

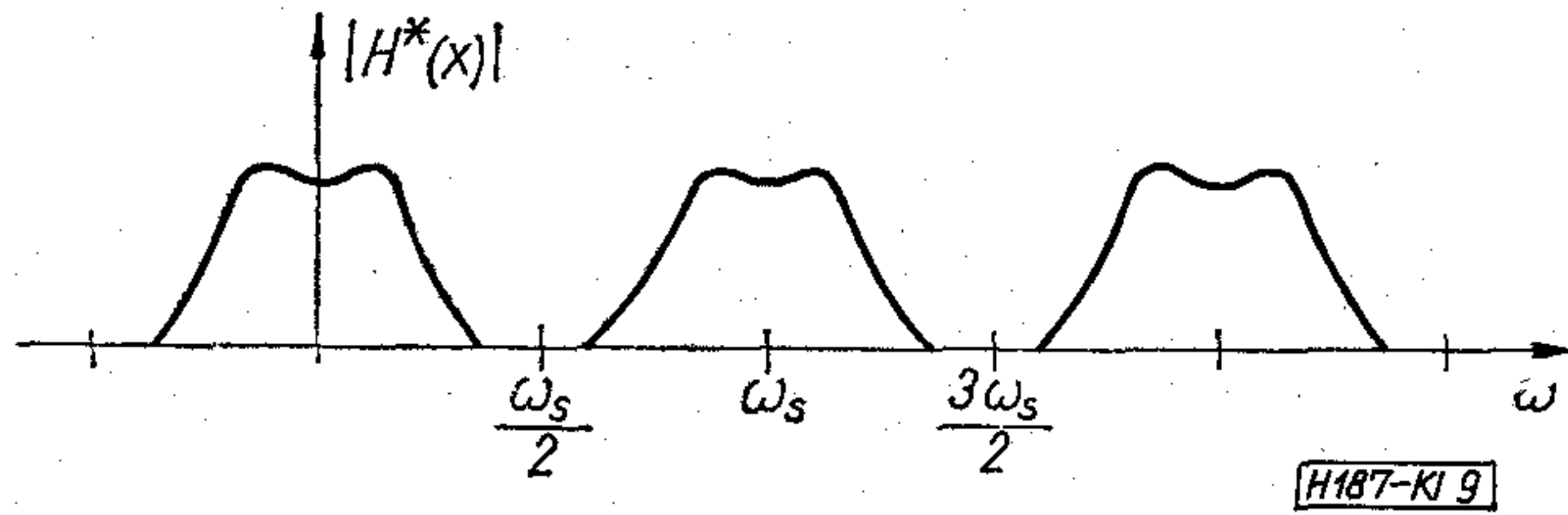
$$y(z) = x(z) \sum_{k=0}^M a_k z^{-k} - y(z) \sum_{k=1}^N b_k z^{-k}$$

$$H(z) = \frac{y(z)}{x(z)} = \frac{\sum_{k=0}^M a_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N b_k z^{-k}}$$

Ha a mintavételes négy-pólus átviteli függvénye  $H(z)$  ismert,  $a_k$  és  $b_k$  konstansok felhasználásával egyszerű késleltetések, szorzók és összeadók segítségével a négy-pólus realizálható.

$$y(n) = \sum_{k=0}^M a_k x(n-k) - \sum_{k=1}^N b_k y(n-k)$$





9. ábra

Ezen rekurziós formula alapján a realizálás direkt formája a 6. ábrán, kanonikus formája a 7. ábrán látható.

Mindkét alakot ugyanaz a differenciaegyenlet írja le, viszont a kanonikus változat kevesebb késleltetést tartalmaz. Magasabb fokszám esetén változat hátránya, hogy igen érzékeny a koefficiensek és a műveletvégzés pontosságára. Az érzékenység nemcsak a realizált függvény alakjának megváltozását jelenti, hanem stabilitási problémákat is. Ennek elkerülésére az átviteli függvényt első-, ill. másodfokú tagok (tényezők) összegéből (szorzatából) kell realizálni. Ez minden olyan racionális törtfüggvénnyel elvégezhető, melynek számlálója a nevezőnél nem magasabb fokszámú. Így kapjuk a párhuzamos (soros) realizálási formát (8. ábra).

A soros változatot nagyobb késleltetése és kedvezőtlenebb fázismenete miatt ritkábban alkalmazzák.

### 3.2. Approximáció

A  $H(z)$  átviteli függvény meghatározásánál több kiindulási lehetőség van. Kiindulhatunk a szűrő specifikációból, súlyfüggvényből stb. A legcélszerűbb azonban az analóg szűrők alaposan és széleskörűen kidolgozott approximációs formuláit felhasználni, melyek általában a komplex frekvencia-tartományban adóttak.

A feladat tehát adott  $H(s)$  függvényéből a  $H(z)$  függvény meghatározása. Erre két fő módszer ismeretes.

#### 3.2.1. Standard $z$ transzformáció (impulzus invariancia)

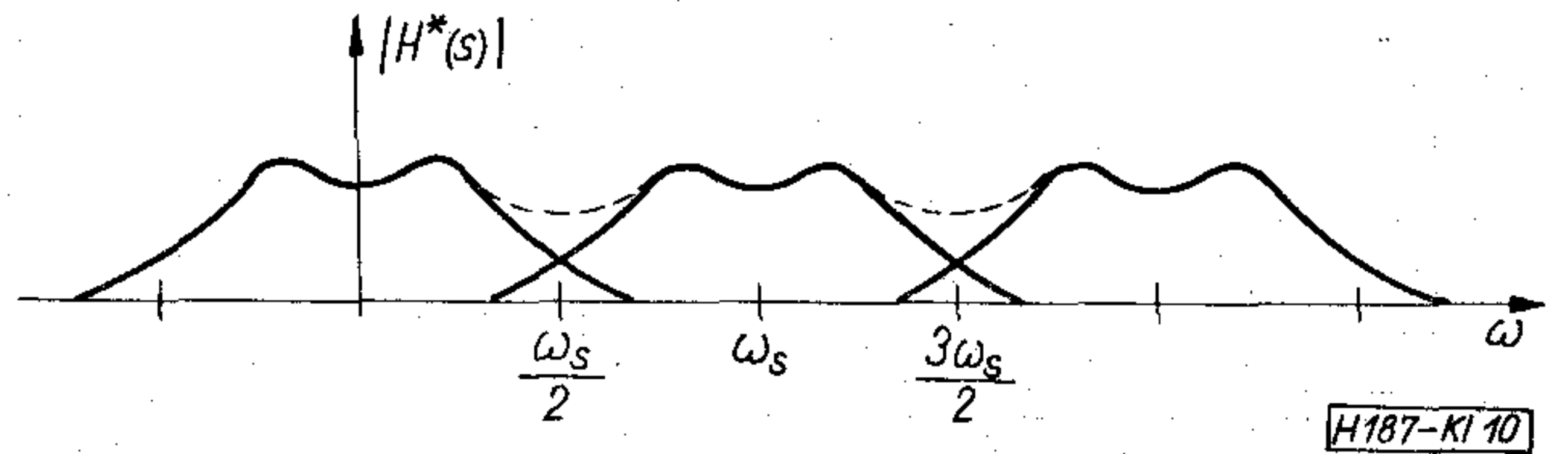
A módszer alkalmazhatóságának előfeltétele, hogy  $H(s)$  átviteli függvény  $w = \frac{\omega s}{2}$ -től felfelé elhanyagolhatóan kicsi legyen. Ellenkező esetben frekvencia-átlapolódási hiba jön létre. Ezt a mintavételes átviteli függvény periodicitásából láthatjuk be (1):

$$h^*(t) = T \sum_{n=0}^{\infty} h(nT) \delta(t - nT)$$

$$L[h^*(t)] = H^*(s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} H(s + jn\omega_s) + \frac{T}{2} h(0)$$

Láthatjuk, hogy ha  $H(s)$  csak  $\pm \frac{j\omega_s}{2}$  között rendelkezik véges értékkel,  $H^*(s)$   $H(s)$  periodikus ismétlése lesz (9. ábra).

Ellenkező esetben a szummázás megváltoztatja az eredeti spektrumot (10. ábra).



10. ábra

Matematikailag megfogalmazva a követelmény  $H(s)$  nagyfrekvenciás viselkedésére:

$$\lim_{s \rightarrow j\infty} |H(s)| = \lim_{s \rightarrow j\infty} \left| \frac{1}{(s/\omega_c)^n} \right|; \quad n > 0$$

ha  $n$  nagy és  $\omega_c \ll \frac{\omega_s}{2}$  az átlapolódási hiba elhanyagolható. Ha  $H(s)$  teljesíti a sávkorlátozottság követelményét, a digitalizálást a következőképp hajtjuk végre: a nevező gyökeit megkeressük, majd az egész függvényt  $\frac{k}{s+a}$  gyöktényezők összegére bontjuk.

Ezután  $\frac{1}{s+a} \rightarrow \frac{T}{1 - e^{-aT} z^{-1}}$  helyettesítéssel megkapjuk a  $z$  transzformált mintavételes átviteli függvényt.

A helyettesítés igazolására, induljunk ki abból a feltételből, hogy a folytonos és a mintavételes rendszer súlyfüggvénye azonos legyen a mintavétel időpontokban.  $H(s) = \frac{1}{s+a}$  átviteli függvényhez tartozó súlyfüggvényt inverz Laplace transzformációval kaphatjuk meg:  $L^{-1}\left(\frac{1}{s+a}\right) = e^{-at}$ . A követelmény szerint a mintavételes súlyfüggvény:  $h(nT)e^{-anT}$   $T=0, T, 2T \dots nT$  pillanatokban megegyezik  $e^{-at}$ -vel. Hajtsunk végre a mintavételes súlyfüggvényen  $z$  transzformációt

$$H(z) = \sum_{n=0}^{\infty} h(nT) z^{-n} = \sum_{n=0}^{\infty} e^{-anT} z^{-n}$$

Ezt a végtelen szummát, mint mértani sort összegezve:  $H(z) = \frac{1}{1 - e^{-aT} z^{-1}}$ . A módszer azért kapta az „impulzus invariancia” elnevezést, mert az egységimpulzusra adott válasz mindkét rendszerénél azonos a mintavételi időpontokban. Ez a feltétel egyébként akkor is teljesülhet, ha  $H(s)$  nem korlátozódik a  $\pm \frac{\omega_s}{2}$  sávra, de természetesen az átviteli függvény már nem lesz azonos.

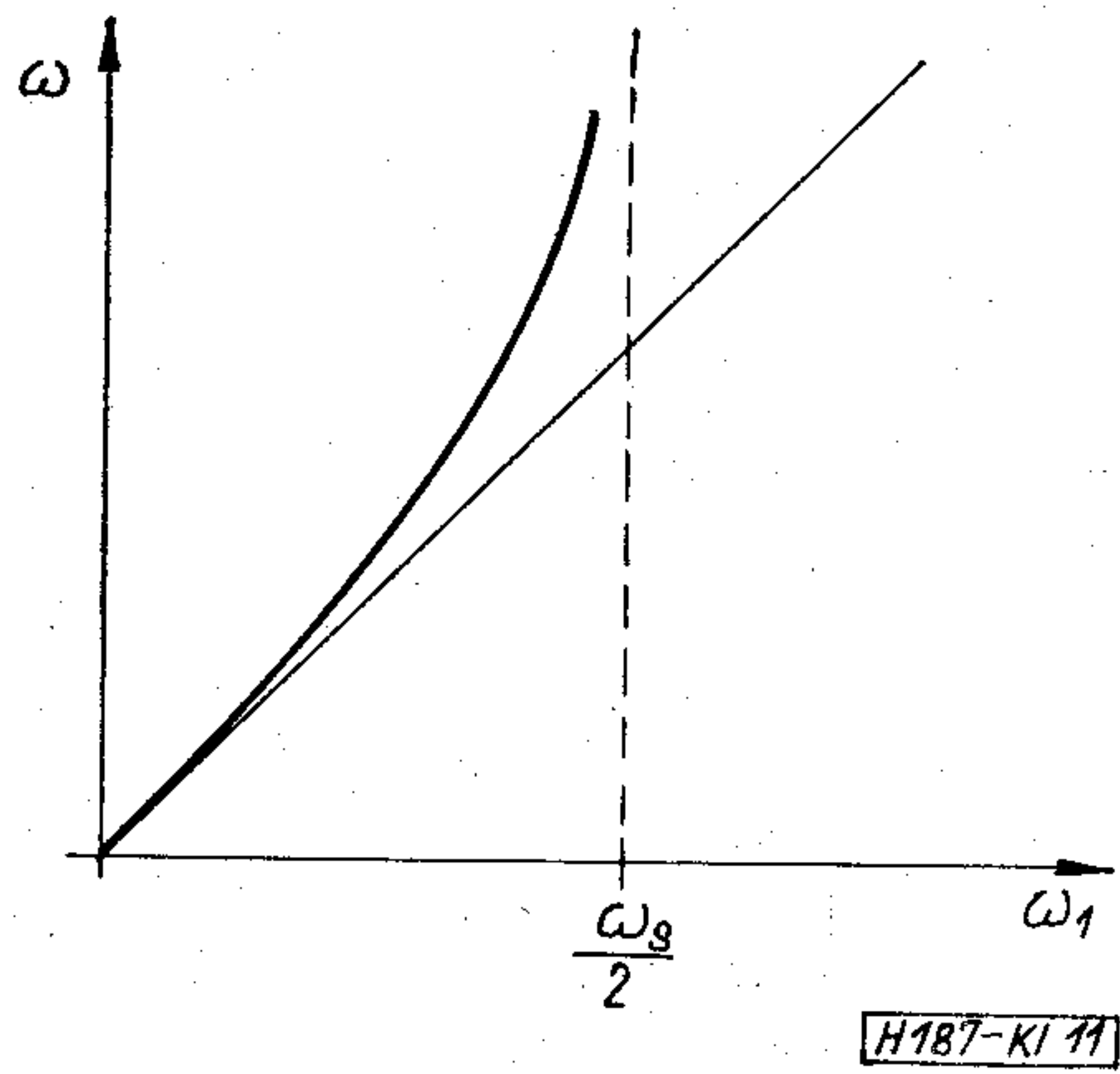
Ha  $H(s)$  nem sávhatárolt, meg kell szoroznunk egy megfelelő fokszámú aluláteresztő szűrő átviteli függvényével és az eredő függvényt transzformáljuk. A módszer általában igen bonyolult eredményt ad.

Ha  $H(s)$  nem sávhatárolt, meg kell szoroznunk egy megfelelő fokszámú aluláteresztő szűrő átviteli függvényével és az eredő függvényt transzformáljuk. A módszer általában igen bonyolult eredményt ad.

#### 3.2.2. Bilineáris $z$ transzformáció

A frekvencia átlapolódási problémát megkerülő (definíciószerűen) az egész  $s$  síkot  $s_1$  sík vízszintes sávjába, a  $\pm \frac{j\omega_s}{2}$  vízszintesek közé transz-





11. ábra

formáljuk.  $S = \frac{2}{T} \operatorname{th} \frac{s_1 T}{2}$  definíciós összefüggéssel.

$$e^{-s_1 T} = z^{-1} \text{ helyettesítéssel } s = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}$$

Így  $H(s_1)$  biztosan sávkorlátozott lesz, valamint  $H(z)$  igen egyszerű behelyettesítéssel nyerhető.

Az egyszerűség ára, hogy az átviteli függvény frekvenciaskálája eltorzul ( $j\omega=0$  és  $j\omega=\infty$  közti tartomány  $j\omega_1=0$ -tól  $j\omega_1=\frac{\omega_s}{2}$ -ig tartományba zsugorodik (11. ábra).

$$j \frac{\omega T}{2} = \frac{e^{j\omega_1 T} - 1}{e^{j\omega_1 T} + 1} = \frac{e^{j\omega_1 T/2} - e^{j\omega_1 T/2}}{e^{j\omega_1 T/2} + e^{j\omega_1 T/2}} \cdot \frac{e^{j\omega_1 T/2}}{e^{j\omega_1 T/2}} = j \operatorname{tg} \frac{\omega_1 T}{2}$$

A torzulás miatt ez a módszer elsősorban olyan átviteli függvények transzformálására alkalmas, melyek vízszintes egyenes szakaszokból állnak (át-eresztő, ill. záró tartományok), a szakaszok közti átmenet pedig nem specifikált. Hogy a tartomány határok helyükön legyenek, a skálatorzítást kompenzálni kell: a  $H(s)$  függvényben szereplő  $\omega_i$  pontok helyére  $\frac{2}{T} \operatorname{tg} \frac{\omega_i T}{2}$  irandó.

A bilineáris  $z$  transzformáció definíciós formulája plauzibilissé tehető, ha a négyzetes közelítés alapján működő mintavételes integrátort vizsgáljuk (12. ábra).

$$y(n) = \frac{T}{2} [x(n) + x(n-1)] + y(n-1)$$

Összevetve a mintavételes négyfólusokat leíró differenciaegyenletet a mintavételes átviteli függvénnyel megállapítható, hogy

$$a_0 = \frac{T}{2}; \quad a_1 = \frac{T}{2}; \quad b_1 = -1 \quad \text{és} \quad H(z) = \frac{T}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}$$

Mivel az ideális integrátor átviteli függvénye  $H(s) = \frac{1}{s}$ , a mintavételes integrátor pedig jól közelíti az ideálist, ezért kézenfekvő  $S \rightarrow \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$  helyettesítés.

### 3.3. Realizálás

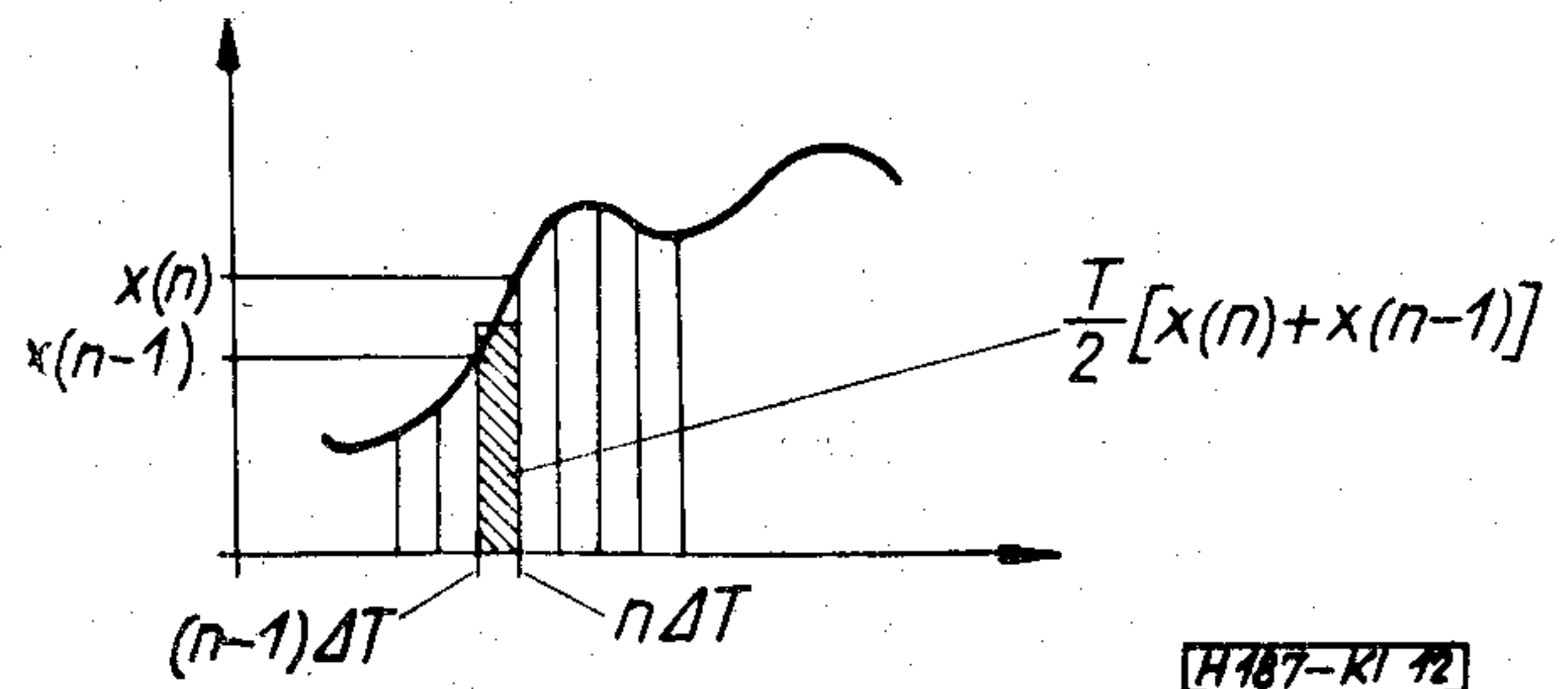
A real-time digitális szűrő a négyfólust leíró differenciaegyenlet alapján működik. Bemenetére az  $x(t)$  bejövővel  $x(n)$  mintái érkeznek, kimenetén pedig  $y(n)$  értékeket szolgáltatja:

$$y(n) = \sum_{k=0}^N a_k x(n-k) - \sum_{k=1}^M b_k y(n-k)$$

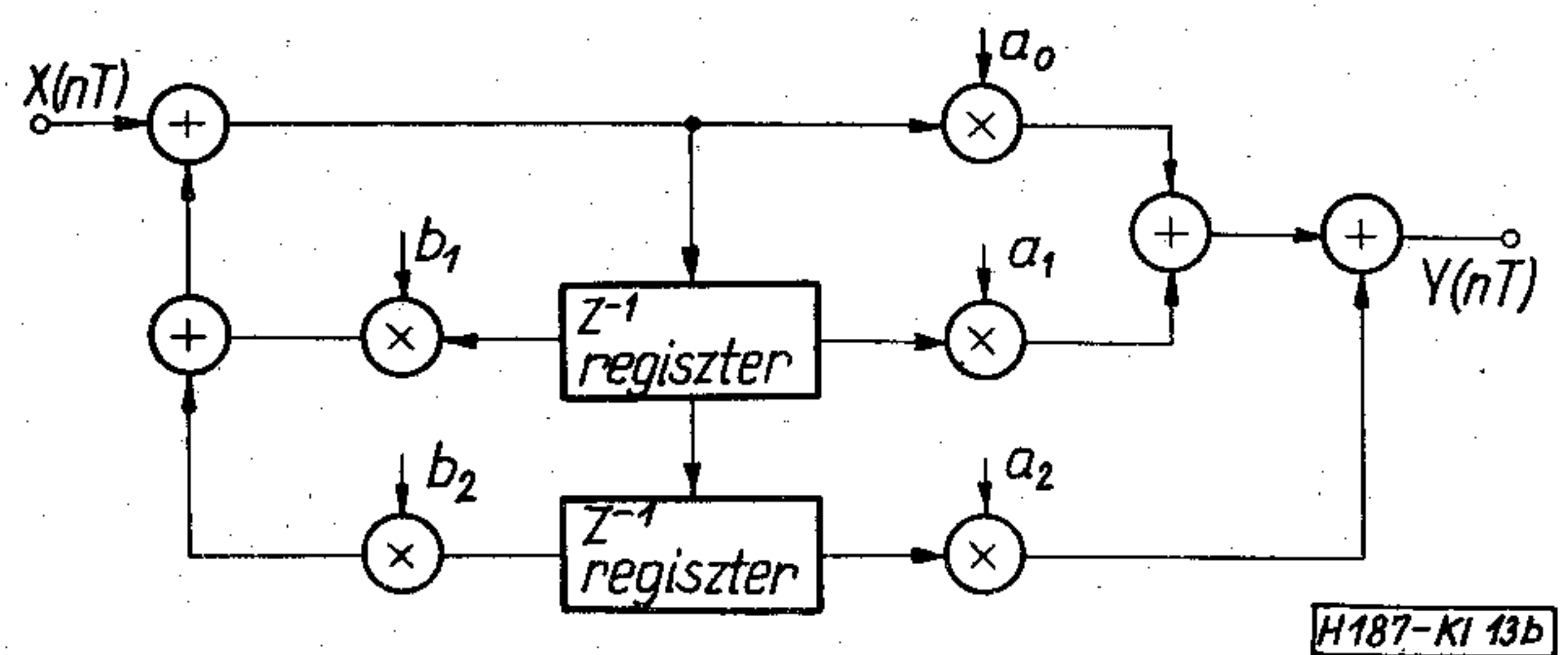
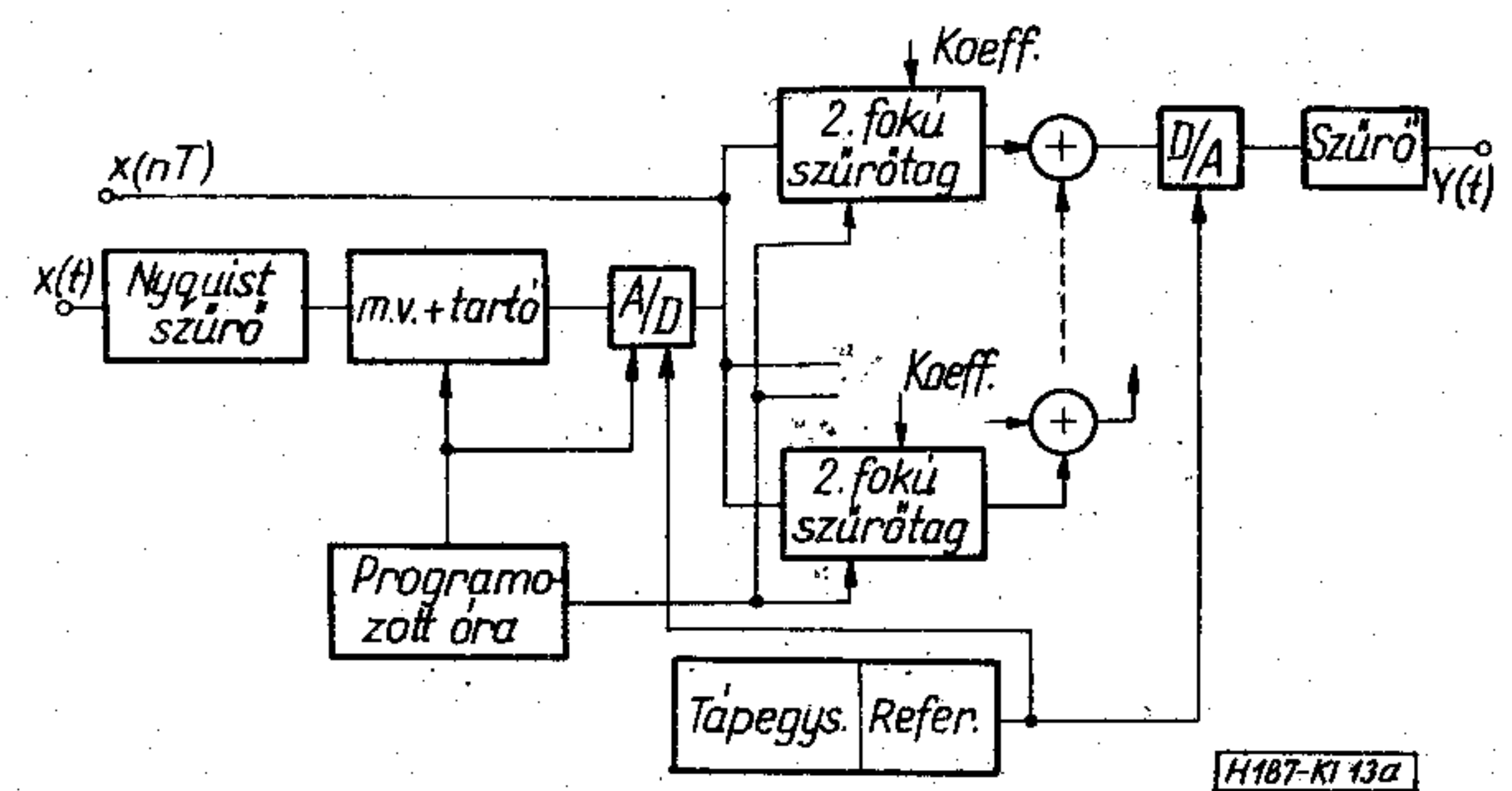
A számítást végezheti számítógép, vagy speciálisan erre a célra konstruált készülék, amely szorzó, összeadó és tároló funkciókat lát el.

Mindkét esetben célszerűtlen közvetlenül a fenti rekurziós formulát realizálni. Ehelyett még a szűrő approximációs fázisában  $H(s)$  folytonos átviteli függvényt másodfokú tagok összegére (szorzatára) kell bontani, és a tagokat — valamelyik módszerrel —  $z$  transzformációnak alávetni. Az egész szűrőt ezen másodfokú tagok párhuzamos (soros) kapcsolása adja. Hasonló elven felépített szűrőt közöl Wilson [17]. A téma újszerűségét mutatja, hogy a szerző szerint Angliában ez az első ilyen konstrukció.

Számítógép esetén a másodfokú kifejezéseket egymás után ki kell számítani és az eredményeket összeadni. Erre a felbontásra azért van szükség, mert magasabb fokszám esetén a szűrő igen érzékeny a pontosságra: a koefficiensek, a számítás hibája igen súlyosan esik latba. Elvben a felbontás elvégezhető másodfokú tagok soros kapcsolásával is,



12. ábra



13. ábra



de ez fázismentes és késleltetés szempontjából sokkal kedvezőtlenebb és zajosabb is [24].

Hogy adott esetben számítógéppel, vagy speciálisan konstruált készülékkel célszerűbb realizálni egy szűrőt, mindig a műszaki és gazdasági követelményektől függ. A számítógépes realizálás hátránya, hogy aránylag lassú: egy-egy kimenő  $y(n)$  érték előállításához fokszámától függően több tíz szorzás és ugyanannyi összeadás szükséges, emellett adatrendelést is kell végezni, el kell helyezni az új, bejövő értékeket és kimenő értékeket a memóriában, az előzőeket pedig shiftelni kell. Alacsonyfrekvenciás alkalmazásnál tehát számítógép használható, de csak akkor gazdaságos, ha egyéb feladatok miatt is szükség van rá.

A blokkvázlatból kitűnik (13a ábra), hogy számítógéppel csak a szorzó, összeadó és tároló funkciók láthatók el, amellett még néhány kiegészítő egység szükséges.

A Nyquist szűrő biztosítja, hogy az A/D konverterre kerülő jel ne tartalmazzon  $\frac{\omega_s}{2}$ -nél magasabb frekvenciájú komponenseket. A szűrő kimenetén a D/A konverzió után lépcsős jelformát kapunk. Ebből folytonos jelet egyszerűbb esetben aluláteresztő szűrővel, nagyobb igények esetén interpoláló „jósló” szűrővel állíthatunk elő [28].

Az említett szűrők mellett mintavevő és tartó, A/D konverter egységek szükségesek, valamint az ezeket kiszolgáló óragenerátor és tápegység. Mindezek együtt egy periferiális egységet alkothatnak egy számítógép részére, de kivitelezésük olyan is lehet, hogy számítógépcsatlakozás helyett modulárisan másodfokú szűrőtagok legyenek illeszthetők hozzá (13b ábra).

### 3.4. Pontosság és stabilitás

A szűrő pontos működését 3 tényező befolyásolja:

1. A/D konverter.
2. Számítási pontosság (kerekítés, csonkítás).
3. Koefficiens pontosság (véges szóhossz).

A A/D konverter kvantálási hibája, mint zaj keletkezik a kimenőjelben pontos analízise speciális esetekre az irodalomban megtalálható [2, 10, 24].

A számítás során a véges szóhossz miatt akkumulálódó kerekítési, vagy csonkítási hiba lép fel, amely attól is függ, hogy az aritmetika fix, vagy lebegőpontos. Ezzel a problémával kapcsolatban is a részletes irodalomra utalunk [2, 10, 24].

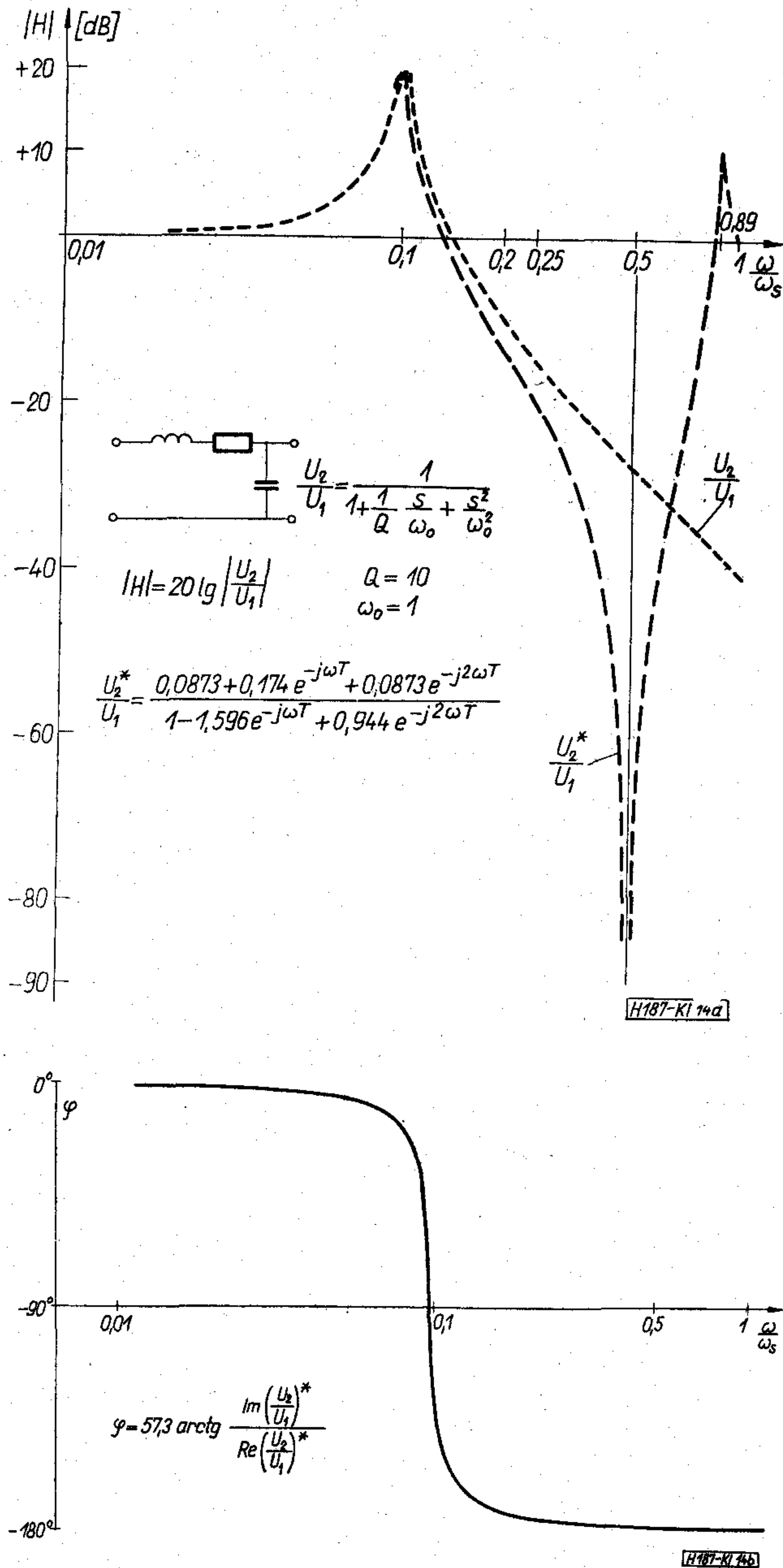
A koefficiens véges szóhossz miatti hibája is befolyásolja az átviteli függvényt, súlyosabb esetben a stabilitást is veszélyezteti.

A szemléletesség kedvéért aluláteresztőkre egy egyszerű számítást mutatunk be, mely durva közelítést ad a koefficiens megengedhető eltérésére [1].

Az átviteli függvény általános alakja:

$$H^*(z) = \frac{\sum_{k=0}^M a_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N b_k z^{-k}} = \frac{N(z^{-1})}{\prod_{k=1}^n (1 + z^{-1}/z_k)}$$

Meghatározandó az a maximális eltérés, amelyet  $b_k$ -ra megengedve egy pólus sem kerül az egység-



körön belülre  $z^{-1}$  síkban (ez a feltétel analóg azzal, hogy  $s$  síkon a pólusok a bal félsíkon legyenek). A nevező gyöktényezői standard  $z$  transzformáció esetén  $D(z^{-1}) = \prod_{k=1}^n (1 - e^{s_k T} z^{-1})$  alakban, bilineáris

transzformáció esetén  $D(z^{-1}) = \prod_{k=1}^n \left( 1 - \frac{1 + s_k T/2}{1 - s_k T/2} z^{-1} \right)$

alakban írhatók fel. Most ha a  $\mu_k = \frac{s_k}{\omega_s/2} = \frac{s_k T}{\pi}$  jelölést bevezetjük és feltételezzük, hogy  $\omega_s$ -et növeljük, ill.  $T$ -t csökkentjük a zero felé látható, hogy  $\mu_k$  is egyre kisebb értéket vesz fel. Ezzel a feltétellel  $(1 - e^{s_k T} z^{-1}) \rightarrow [1 - (\mu_k \pi) z^{-1}]^{-1}$  közelítéssel,

$$\left( 1 - \frac{1 + s_k T/2}{1 - s_k T/2} z^{-1} \right) \rightarrow [1 - (1 + \mu_k \pi) z^{-1}]$$

közéltéssel írható fel.



Látható, hogy mindkét transzformációs eljárás azonosan közelíthető, azaz a nevező pólusai mindkét esetben  $z_k = \frac{1}{1 + \mu_k \pi} \cong 1 - \mu_k \pi$ . Mivel  $\mu_k \pi$  a feltételezés szerint kicsi, látható, hogy a stabilitás  $z^{-1} = 1$  környezetében kritikus. Helyettesítünk a nevezőbe  $z^{-1} = 1$ -et:

$$D(z^{-1})|_{z^{-1}=1} = \prod_{k=1}^n (\mu_k \pi) = \prod_{k=1}^n (s_k T) \quad \text{vagy}$$

$$D(z^{-1})|_{z^{-1}=1} = 1 + \sum_{k=1}^n b_k z^{-k} = 1 + \sum_{k=1}^n b_k$$

A kapott érték akadályozza meg a kritikus  $z^{-1} = 1$  helyen a nevező 0-vá válását, tehát bármely  $b_k$  koefficiens legfeljebb  $\prod_{k=1}^n (s_k T)$  értékkel változhat a stabilitás határán belül.

Az eredményből jól látható, és ezt általánosságban is elmondhatjuk, hogy a koefficiensek megengedett eltérése annál kisebb, minél nagyobb a mintavételi frekvencia és minél nagyobb  $n$  a nevező fokszáma.

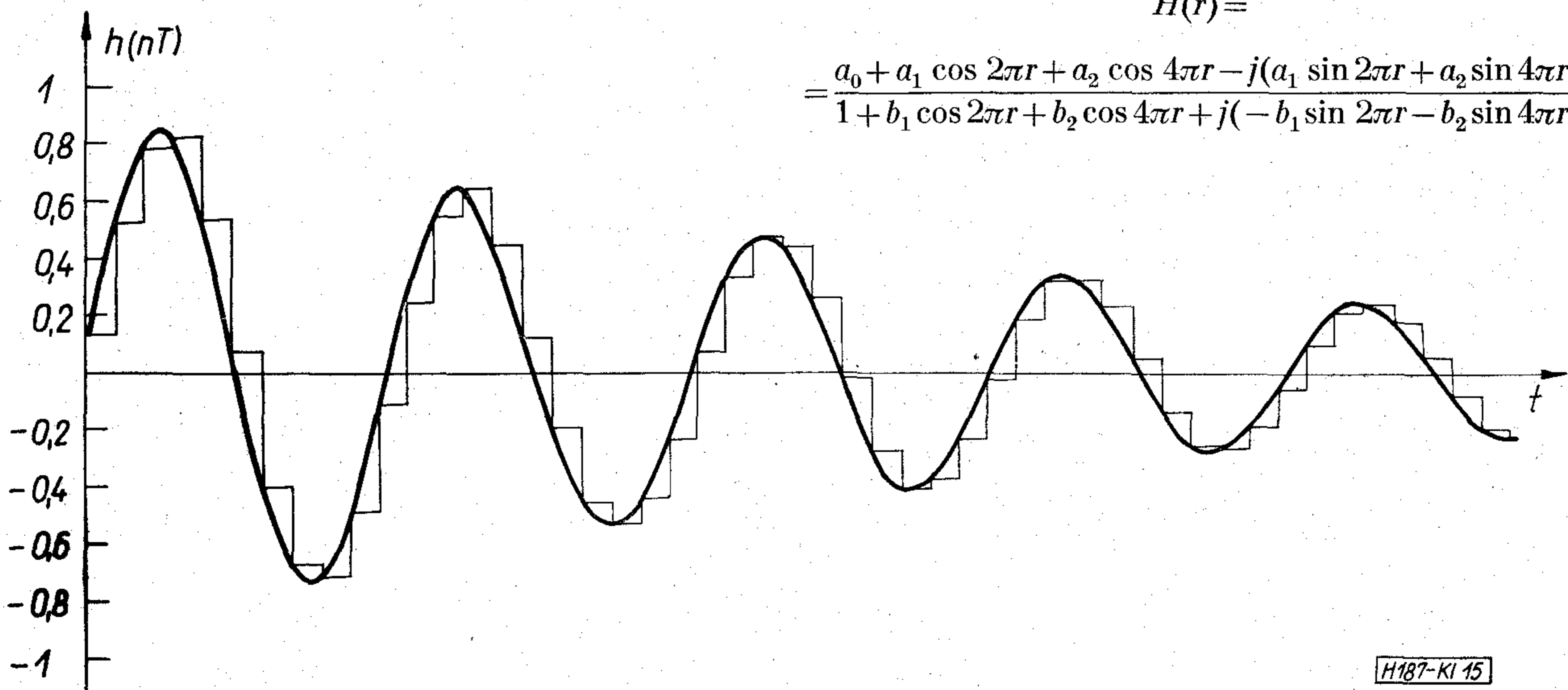
Ha az átviteli függvény megváltozására jellemző képet akarunk kapni —  $b_k$  tűrésének függvényében —, akkor a pólusok érzékenységét kell kiszámítani  $\left(\frac{\partial z_k}{\partial b_k}\right)$ , ebből azután  $b_k$  megengedhető ingadozása számítható [1, 2, 10].

#### 4. Példa

Az elmondottak gyakorlati szemléltetésére és igazolására nézzünk egy egyszerű példát: egy másodfokú szűrőtag, egy soros rezgőkör digitális szimulációját (14a ábra).

Az átviteli függvény

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}}$$



15. ábra

Alkalmazzuk a bilineáris transzformáció módszerét:  $s$  helyére írjunk

$$\frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} = -t:$$

$$H(z) = \frac{y(z)}{x(z)} = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}},$$

ahol

$$a_0 = a_2 = \frac{a_1}{2} = \frac{T^2}{T^2 + \frac{2T}{Q\omega_0} + \frac{4}{\omega_0^2}};$$

$$b_1 = \frac{2T - 8\omega_0^2}{T^2 + \frac{2T}{Q\omega_0} + \frac{4}{\omega_0^2}};$$

$$b_2 = \frac{T^2 - \frac{2T}{Q\omega_0} + \frac{4}{\omega_0^2}}{T^2 + \frac{2T}{Q\omega_0} + \frac{4}{\omega_0^2}}.$$

Válasszunk  $\omega_0 = 1$ ,

$$\omega_s = 10 \rightarrow T_s = \frac{2\pi}{10};$$

$$Q = 10.$$

Ezekkel az értékekkel:

$$H(z) = \frac{0,0873 + 0,174z^{-1} + 0,0873z^{-2}}{1 - 1,596z^{-1} + 0,944z^{-2}}.$$

Ha most a mintavételes átviteli függvényt akarjuk kiszámítani és ábrázolni (a frekvencia függvényében)  $z = e^{j\omega T}$  helyettesítést kell végrehajtani. Mivel

$T_s = \frac{2\pi}{\omega_s}$  ezért  $z = e^{j2\pi \frac{\omega}{\omega_s}} = e^{j2\pi r}$ , tehát  $r = \frac{\omega}{\omega_s}$  relatív frekvencia függvényében számítható  $H(z)$  amplitúdó és fázismenete.

Az amplitúdómenet:  $20 \lg |H(r)|$

$$H(r) =$$

$$= \frac{a_0 + a_1 \cos 2\pi r + a_2 \cos 4\pi r - j(a_1 \sin 2\pi r + a_2 \sin 4\pi r)}{1 + b_1 \cos 2\pi r + b_2 \cos 4\pi r + j(-b_1 \sin 2\pi r - b_2 \sin 4\pi r)}$$



A fázismenet

$$\varphi = \arctg \frac{\operatorname{Im}[H(r)]}{\operatorname{Re}[H(r)]}$$

$r=0,01$  és  $1$  között  $40$  pontban számítógéppel kiszámítva a  $14b$  ábrán látható.

Az amplitúdó menet diagramjába a soros rezgőkör eredeti átvitelét is berajzoltuk, összehasonlítás céljából. Az ábrán jól látható a bilineáris transzformáció frekvenciaskála torzító hatása: nevezetesen, hogy az eredeti  $0$ -tól végtelenig terjedő frekvenciasávot  $0$  és  $\frac{\omega_s}{2}$  közé szorítja, ugyanis az  $LC$  kör csillapítása csak végtelen frekvencián lesz végtelen, a digitális szűrés viszont  $\frac{\omega_s}{2}$ -nél. A rezonanciapont is eltolódik kissé, ez „előtorzítással” kompenzálható lett volna:

$$\omega'_0 = \frac{2}{T_s} \operatorname{tg} \frac{\omega_0 T_s}{2} = \frac{20}{2\pi} \operatorname{tg} \frac{\pi}{10} = 1,034.$$

Látható, mivel  $\omega_0 = \frac{\omega_s}{10}$ , itt még a tangens érték csak kicsit tér el az argumentumától, a korrekció mindössze  $3,4\%$ .

Az időtartománybeli viselkedést a rekurziós formula írja le:

$$y(n) = a_0 x(n) + a_1 x(n-2) + a_2 x(n-2) - b_1 y(n-1) - b_2 y(n-2).$$

Legyen  $x$  bemenőjel egységimpulzus (Dirac-impulzus), azaz  $x(0) = \frac{1}{T_s}$ , az összes többi  $x(n) = 0$ .

Az egységimpulzus gerjesztés hatására fellépő  $y(n)$  válaszfüggvényt ismét számítógéppel számítottuk ki, eredményként a jól ismert exponenciális lecsengésű szinuszrezgés mintavételes alakját kaptuk ( $15.$  ábra).

Ellenőrzésként a kapott súlyfüggvényből Fourier-transzformációval kiszámítottuk a rendszer átviteli

függvényét.  $H(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) e^{-j\omega t} dt$  mintavételes alakra áttérve az integrálást szummával közelítettük

$$H(j\omega) \cong T_s \sum_{n=0}^N y(nT) e^{-j\omega_n T_s}$$

$$T_s = \frac{2\pi}{\omega_s}; \quad \frac{\omega}{\omega_s} = r$$

helyettesítéssel

$$H(r) = T_s \sum_{n=0}^N y(nT) e^{-j2\pi r n}$$

A szummázás felső határát úgy választottuk meg, hogy a súlyfüggvény amplitúdója a kezdeti érték  $5$  ezrelékére csökkenjen. Az így kiszámított amplitúdó és fázismenet (a számítási pontosságán belül) jól egyezik a közvetlenül számítottal.

### Köszönetnyilvánítás

Ezúton fejezem ki köszönetemet *Ribényi Andrásnak* a téma felvetéséért és értékes tanácsaiért, *Mohos Zoltánnak* a kézirat ellenőrzéséért, *Erdélyi Ágostonnak* a számítások elvégzésében nyújtott segítségéért.

### I R O D A L O M

- [1] *Kuo—Kaiser*: System Analysis by Digital Computers. John Wiley New York 1966.
- [2] *Gold—Rader*: Digital Processing of Signals. McGraw Hill 1969.
- [3] *Géher Károly*: Lineáris hálózatok. Műszaki Könyvkiadó 1968.
- [4] *Bud Brocker*: Commutating Filter Techniques. Design Electronics 1971. okt.
- [5] *Anderson*: Proramable Digital Filter. Electronics 1970. okt. 26.
- [6] *Merkel*: Applying Digital Filtering on Line. Control Engineering 1970. jan.
- [7] *Nowak—Schmid*: Introduction to Digital Filters. IEEE Trans. on Elektromagn. Compatibility 1968. júni.
- [8] *Sablatah*: Approximation Theory for Digital Filters. IEEE Trans. on Circuit Theory 1971. nov.
- [9] *Harrison—Leon*: Digital Filters for Approximating Continuous Conv. IEEE Trans. on Circuit Theory 1971. nov.
- [10] *Bede Liu*: Effect of Finite Word Length on the Accuracy... IEEE Trans. on Circuit Theory 1971. nov.
- [11] *McCudden*: Digital Transversal Filter. Electronic Engineering 1971. márc.
- [12] *White*: MOS/LSI brings complex circuits... Electronics 1971. 14. sz.
- [13] *Sallay Gyula*: Adatátviteli összeköttetés kiegyenlítése transzverzális szűrővel. Híradástechnika 1971. 4. sz.
- [14] *Gertler*: Digital Filtering—Digital Simulation. Instruments Practice 1969. 10. sz.
- [15] *Weaver*: Migital Filtering with Applications to Electrocardiogram Processing. IEEE Trans. on AU 16. k. 3. sz.
- [16] *Rader*: On Digital Filtering. IEEE Trans. on AU 16. k. 3. sz.
- [17] *Wilson*: Digital Filter Stabilises Servo Control System. Electronic Engineering 1972. febr.
- [18] *Harden*: Digital Filters with IC's Boost Q without Inductors. Electronics 1967. júl. 24.
- [19] *Rader—Gold*: Digital Filter Design Techniques... Proc. IEEE 1967. febr.
- [20] *Roecker*: The Application of Digital Filters for MTI. IEEE Trans. AU 19. k. 1. sz.
- [21] *Zverev*: Digital MTI Radar Filter. IEEE Trans. on AU 16. k. 3. sz.
- [22] PCM csatornaszűrők. NTZ 22. k. 10. sz.
- [23] *Nowak*: A Nonrecursive Digital Filters for Data Transmission. IEEE Trans. on AU 16. k. 3. sz.
- [24] *Liu—Kaneko*: Error Analysis of Digital Filters. Proc. IEEE 1969. 10. sz.
- [25] *Caprini—Sfetcu*: Application of Digital Filtering in Improving the Resolution and SNR of Nuclear and Magnetic Resonance Spectra. IEEE Trans. on AU 1970. dec.
- [26] *Otnes*: An Elementary Design Procedure for Digital Filters. IEEE Trans. on AU 16. k. 3. sz.
- [27] *Orlowski*: Dynamic Behaviour of Discrete Filters... IFAC Szimpózium, Budapest 1968.
- [28] *Jess*: Kvantált jelek folyamatossá tétele interpoláló szűrőkkel. NTZ 21. k. 2., 12., sz. 20. k. 11. sz.
- [29] *Anderson*: Pseudo-Random and Random Test Signals. HP Journal 1967. szept.
- [30] *Kun L.*: Digitális szűrők elmélete és gyakorlati alkalmazási lehetőségeik, Híradástechnika XXIV. (1973) 3. sz.



# Hálózati transzformátorok méretezése

ETO 621.314.21.001.2

A dolgozat célja olyan számítási eljárás megadása, amelynek segítségével gyorsan és a gyakorlat igényeit kielégítő pontossággal lehet transzformátorokat méretezni. A célt könnyen használható formulák (táblázatok) segítségével kívánjuk elérni. A levezetések azt a szemléletet tükrözik, hogy a transzformátor és az azt követő egyenirányító egység nem méretezhető egymástól függetlenül. (Az egyenirányító egység  $\frac{U_{\text{eff}}}{U_c}$  feszültségáttelet befolyásolja az egyenirányító kör részét képező transzformátor ellenállása, viszont a transzformátor méretezéséhez már ismerni kell  $U_{\text{eff}}$  értékét.)

## 1. Az áramösszetevők vizsgálata részben lineáris terhelés esetén

Tekintsük az 1. ábra szerinti egyszerűsített helyettesítő kapcsolást.  $R_{t2}$  jelentsen egy lineáris,  $R_{t3}$  pedig egy folyási szög üzemi terhelést.

Jelölések:

$R_r$  = transzformátor tekercs egyenáramú ellenállása,

$I_v$  = a vasvesztésből származó áramösszetevő,

$I_L$  = a primer induktivitás árama,

$\ddot{u}_2, \ddot{u}_3$  = az ideális transzformátor áttételei,

$I_{2\text{eff}}$  = az  $R_{t2}$ -n átfolyó terhelő áram effektív értéke,

$I_{3\text{eff}}$  = az  $R_{t3}$ -on átfolyó folyási szög üzemi áram effektív értéke,

$I_{31\text{eff}}, I_{32\text{eff}}, \dots$  = az  $R_{t3}$ -on átfolyó folyási szög üzemi áram első, második stb. harmonikusának effektív értéke.

A nem szinuszos terhelő áramra írható:

$$I_{3\text{eff}}^2 = I_{31\text{eff}}^2 + I_{32\text{eff}}^2 + I_{33\text{eff}}^2 + \dots \quad (1.2)$$

A primer wattos áram alapharmonikusa:

$$I_{11\text{eff}} = \ddot{u}_2 I_{21\text{eff}} + \ddot{u}_3 I_{31\text{eff}} + I_v \quad (1.3)$$

A hálózathoz felvett áram effektív értéke:

$$I_{1\text{eff}}^2 = I_{11\text{eff}}^2 + I_L^2 + \ddot{u}_2^2 I_{32\text{eff}}^2 + \ddot{u}_3^2 I_{33\text{eff}}^2 + \dots \quad (1.4)$$

$$I_{1\text{eff}}^2 = I_{11\text{eff}}^2 + I_L^2 + \ddot{u}_3^2 (I_{3\text{eff}}^2 - I_{31\text{eff}}^2) \quad (1.5)$$

A hálózathoz teljesítményfelvételt csak az  $I_{11\text{eff}}$  áramösszetevő okoz. A többi komponens és az induktív áram ún. lengő teljesítményt hoz létre, ezért csak a rézvesztés növekedése szempontjából kell jelenlétüket figyelembe venni.

Az induktív és a magasabb rendszámú harmonikusokból származó áramösszetevők egyszerű figyelembevétele érdekében vezessük be a  $k$  áramtényező fogalmát.

$$k_{\text{pr}} = k_1 = \frac{I_{1\text{eff}}}{I_{11\text{eff}}} > 1, \quad (1.6)$$

$$k_2 = \frac{I_{2\text{eff}}}{I_{21\text{eff}}} \cong 1, \quad (1.7)$$

$$k_3 = \frac{I_{3\text{eff}}}{I_{31\text{eff}}} > 1. \quad (1.8)$$

A primer oldal áramtényezője értelemszerűen az 1. tekercs áramtényezőjével egyezik meg. A szekunder oldal áramtényezőjét  $k_2$ -ből és  $k_3$ -ból súlyozott átlagképzéssel számíthatjuk ki:

$$k_{\text{sz}} = \frac{k_2 P_2 + k_3 P_3}{P_2 + P_3} = \frac{k_2 P_2 + k_3 P_3}{P_h} = \frac{P_{\text{sz1}}}{P_h}, \quad (1.9)$$

ahol

$P_2$  = a 2. tekercsből kivett hasznos teljesítmény,

$P_3$  = a 3. tekercsből kivett hasznos teljesítmény,

$P_h$  = az eredő hasznos teljesítmény,

$P_{\text{sz1}}$  = a szekunder oldali látszólagos teljesítmény.

Ha a szekunder oldalon több nemlineáris terhelésű tekercs van, a számítás a fentiekhez hasonlóan:

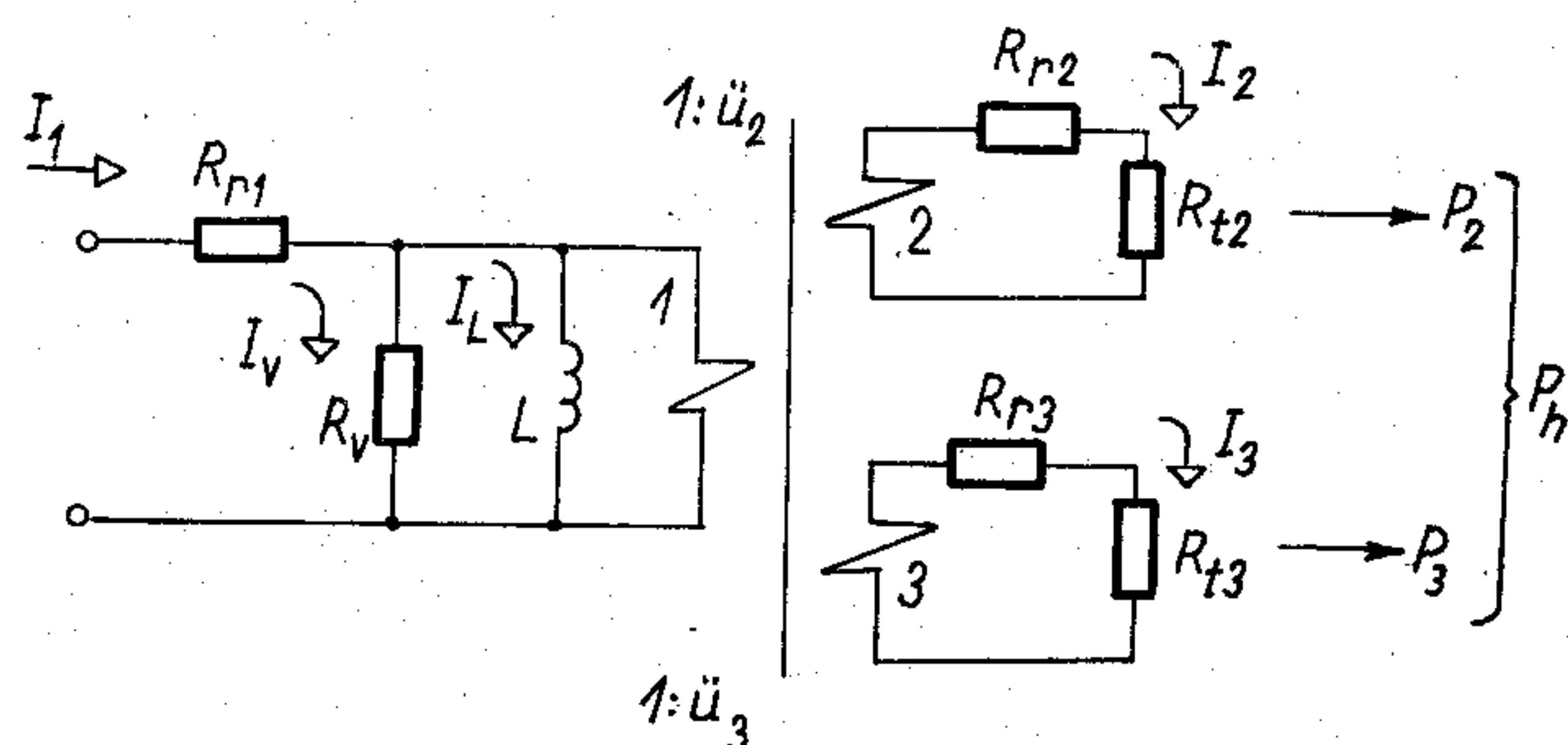
$$I_{11\text{eff}} = \ddot{u}_2 I_{21\text{eff}} + \ddot{u}_3 I_{31\text{eff}} + \ddot{u}_4 I_{41\text{eff}} + \dots + \ddot{u}_n I_{n1\text{eff}} + I_v, \quad (1.10)$$

$$I_{1\text{eff}}^2 = I_{11\text{eff}}^2 + I_L^2 + (\ddot{u}_3 I_{32\text{eff}} + \ddot{u}_4 I_{42\text{eff}} + \dots + \ddot{u}_n I_{n2\text{eff}})^2 + (\ddot{u}_3 I_{33\text{eff}} + \ddot{u}_4 I_{43\text{eff}} + \dots + \ddot{u}_n I_{n3\text{eff}})^2 + \dots \quad (1.11)$$

A magasabb harmonikusokból származó áramösszetevőket — kis hibával — tekercsenként szeparálva vegyük figyelembe:

$$I_{1\text{eff}}^2 = I_{11\text{eff}}^2 + I_L^2 + \ddot{u}_3^2 (I_{3\text{eff}}^2 - I_{31\text{eff}}^2) + \ddot{u}_4^2 (I_{4\text{eff}}^2 - I_{41\text{eff}}^2) + \dots + \ddot{u}_n^2 (I_{n\text{eff}}^2 - I_{n1\text{eff}}^2). \quad (1.12)$$

Beérkezett: 1973. IV. 20.



1. ábra



**2. A transzformátorral átvihető hasznos teljesítmény meghatározása** ahol

A hálózatból felvett teljesítmény:

$$P_1 = P_h + P_r + P_v = P_h + P_{\text{öv}}, \quad (2.1)$$

$$P_h = P_2 + P_3, \quad (2.2)$$

ahol

$P_h$  = a szekunder oldalon leadott hasznos teljesítmény,

$P_r$  = a teljes rézvesztés,

$P_v$  = a teljes vasvesztés,

$P_{\text{öv}}$  = az összes veszteség.

A teljes rézvesztést az egyes tekercsek rézvesztéseinek összegzésével kapjuk:

$$P_r = P_{r1} + P_{r2} + P_{r3}. \quad (2.3)$$

A primer tekercs rézvesztése:

$$P_{r1} = I_{1\text{eff}}^2 R_{r1} = k_{\text{pr}}^2 I_{11\text{eff}}^2 R_{r1}. \quad (2.4)$$

Mivel teljesítményfelvétel csak az alapharmonikus frekvencián van, így írható:

$$P_1 = U_{1\text{eff}} I_{11\text{eff}}. \quad (2.5)$$

Helyettesítsük be  $I_{11\text{eff}}$ -et  $P_{r1}$  képletébe:

$$P_{r1} = k_{\text{pr}}^2 \frac{P_1^2}{U_{1\text{eff}}^2} R_{r1}. \quad (2.6)$$

A rézvesztési ellenálláson eső feszültséget első közelítésben figyelmen kívül hagyva, a primer feszültség és a fluxus közötti összefüggés:

$$U_{1\text{eff}} = \frac{1}{\sqrt{2}} n_1 \frac{d\Phi}{dt} = \frac{1}{\sqrt{2}} n_1 \omega B A_m, \quad (2.7)$$

ahol

$n_1$  = a primer tekercs menetszáma,

$\omega$  = az átvinni kívánt legkisebb körfrekvencia  
( $\omega = 2\pi \cdot 50$  Hz),

$B$  = a megengedett maximális indukció,

$A_m$  = a mágneses magkeresztmetszet.

A primer tekercs huzalellenállásának kiszámítása:

$$R_{r1} = n_1 \rho \frac{l_k}{A_{r1}}, \quad (2.8)$$

ahol

$n_1$  = a primer tekercs menetszáma,

$\rho$  = a réz fajlagos ellenállása,

$l_k$  = a tekercsek közepes menethossza,

$A_{r1}$  = a primer tekercs huzal keresztmetszete.

$A_{r1}$  felírható a tekercs  $F_{r1}$  rézkitöltési tényezőjének és  $A_{t1}$  tekercselési keresztmetszetének ismeretében:

$$A_{r1} = \frac{F_{r1} A_{t1}}{n_1}. \quad (2.9)$$

$U_{1\text{eff}}$ ,  $R_{r1}$  és  $A_{r1}$  kifejezéseit  $P_{r1}$ -be helyettesítve kapjuk:

$$P_{r1} = \frac{2k_{\text{pr}}^2 P_1^2}{F_{r1} A_{t1}} C, \quad (2.10)$$

$$C = \frac{\rho l_k}{\omega^2 B^2 A_m^2}. \quad (2.11)$$

Egyenletrendezés után:

$$\frac{P_{r1}}{F_{r1} A_{t1}} = \frac{1}{2C} \frac{P_{r1}^2}{k_{\text{pr}}^2 P_1^2}. \quad (2.12)$$

Vezessük be a rézvesztési állandó (vagy relatív rézvesztés) fogalmát az alábbi definíció szerint. A primer tekercsre vonatkozóan:

$$\beta_1 = \frac{P_{r1}}{k_{\text{pr}} P_1}, \quad (2.13)$$

és ezzel:

$$\frac{P_{r1}}{F_{r1} A_{t1}} = \frac{1}{2C} \beta_1^2. \quad (2.14)$$

A két szekunder tekercsre hasonlóképpen írható, hogy

$$\frac{P_{r2}}{F_{r2} A_{t2}} = \frac{1}{2C} \beta_2^2 \quad (2.15)$$

és

$$\frac{P_{r3}}{F_{r3} A_{t3}} = \frac{1}{2C} \beta_3^2, \quad (2.16)$$

ahol

$$\beta_2 = \frac{P_{r2}}{k_2 P_2}, \quad (2.17)$$

ill.

$$\beta_3 = \frac{P_{r3}}{k_3 P_3}. \quad (2.18)$$

Általánosságban igaz, hogy az  $i$ -edik tekercsre

$$\frac{P_{ri}}{F_{ri} A_{ti}} = \frac{1}{2C} \beta_i^2. \quad (2.19)$$

Ha a különböző tekercsek közepes menethosszait egyformán  $l_k$ -nak tekintjük, és az egyenlet mindkét oldalát  $l_k$ -val osztjuk, akkor az  $i$ -edik tekercs egysegnyi réztérfogatában keletkező veszteségi (hő) teljesítményt kapjuk:

$$\frac{P_{ri}}{F_{ri} A_{ti} l_k} = \frac{1}{2C} \frac{\beta_i^2}{l_k}. \quad (2.20)$$

Méretezzük a transzformátort úgy, hogy az egysegnyi réztérfogatban keletkező hőmennyiség az összes tekercsben azonos értékű legyen:

$$\frac{P_{r1}}{F_{r1} A_{t1} l_k} = \frac{P_{r2}}{F_{r2} A_{t2} l_k} = \frac{P_{r3}}{F_{r3} A_{t3} l_k} = \frac{P_{ri}}{F_{ri} A_{ti} l_k}. \quad (2.21)$$

Ekkor:

$$\frac{1}{2C} \frac{\beta_1^2}{l_k} = \frac{1}{2C} \frac{\beta_2^2}{l_k} = \frac{1}{2C} \frac{\beta_3^2}{l_k} = \dots = \frac{1}{2C} \frac{\beta_i^2}{l_k}. \quad (2.22)$$

Ennek az a feltétele, hogy

$$\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \dots = \beta_i \quad (2.23)$$

legyen.



Határozzuk meg  $\beta_1$  értékét a transzformátor rézvesztésének függvényében:

$$F_{r1}A_{t1} = P_{r1} \frac{2C}{\beta_1^2}, \quad (2.24)$$

$$F_{r2}A_{t2} = P_{r2} \frac{2C}{\beta_1^2}, \quad (2.25)$$

$$\vdots$$

$$F_{ri}A_{ti} = P_{ri} \frac{2C}{\beta_1^2}. \quad (2.26)$$

Az egyenleteket összeadva:

$$F_{r1}A_{t1} + F_{r2}A_{t2} + \dots + F_{ri}A_{ti} + \dots = \sum_i F_{ri}A_{ti} = F_r A_t, \quad (2.27)$$

ahol

$A_t$  = a transzformátor tekercselési keresztmetszetének területe,

$F_r$  = a transzformátor rézkitöltési tényezője és

$F_r A_t$  = a transzformátor teljes rézkeresztmetszetének területe.

$$F_r A_t = \sum_i F_{ri} A_{ti} = \frac{2C}{\beta_1^2} (P_{r1} + P_{r2} + \dots + P_{ri} + \dots) = \frac{2C}{\beta_1^2} P_r. \quad (2.28)$$

Ebből:

$$\beta_1^2 = P_r \frac{2C}{F_r A_t}. \quad (2.29)$$

Az egyes tekercsek rézvesztési tényezőjén ( $\beta_1$ ) kívül definiáljunk a teljes transzformátorra is egy rézvesztési tényezőt a következőképpen:

$$\beta = \frac{P_r}{P_1}. \quad (2.30)$$

Határozzuk meg, milyen összefüggés van  $\beta_1$  és  $\beta$  között.

$$\beta = \frac{P_r}{P_1} = \frac{P_{r1} + P_{r2} + P_{r3} + \dots}{P_1} = \frac{P_{r1}}{P_1} + \frac{P_{r2} + P_{r3} + \dots}{P_1}. \quad (2.31)$$

Mivel

$$P_{r1} = k_{pr} \beta_1 P_1, \quad (2.32)$$

$$P_{r2} = k_2 \beta_1 P_2, \quad (2.33)$$

$$P_{r3} = k_3 \beta_1 P_3, \quad (2.34)$$

$$\vdots$$

$$P_{ri} = k_i \beta_1 P_i, \quad (2.35)$$

így

$$\beta = k_{pr} \beta_1 + \beta_1 \frac{k_2 P_2 + k_3 P_3 + \dots + k_i P_i + \dots}{P_1}. \quad (2.36)$$

Osszuk el a tört számlálóját és nevezőjét  $P_h$ -val:

$$\beta = k_{pr} \beta_1 + \beta_1 \frac{k_2 P_2 + k_3 P_3 + \dots + k_i P_i + \dots}{\frac{P_h}{P_1}}. \quad (2.37)$$

Vezessük be a következő jelöléseket:

$$k_{sz} = \frac{k_2 P_2 + k_3 P_3 + \dots + k_i P_i + \dots}{P_h}, \quad (2.38)$$

$$\eta = \frac{P_h}{P_1} \text{ a transzformátor hatásfoka.} \quad (2.39)$$

Behelyettesítve:

$$\beta = k_{pr} \beta_1 + k_{sz} \beta_1 \eta. \quad (2.40)$$

Ebből

$$\beta_1 = \frac{\beta}{k_{pr} + \eta k_{sz}}. \quad (2.41)$$

Foglaljuk össze az eddigi egyenleteket:

$$\beta = \beta_1 (k_{pr} + \eta k_{sz}), \quad (2.42)$$

$$\beta = \frac{P_r}{P_1},$$

$$\beta_1 = \sqrt{P_r} \sqrt{\frac{2C}{F_r A_t}}, \quad (2.43)$$

$$\eta = \frac{P_h}{P_1},$$

$$P_1 = P_h + P_{\text{öv}}.$$

Tételezzük fel, hogy egy adott vasmag esetén a megengedhető maximális rézvesztés ( $P_r$ ) és az összes veszteség ( $P_{\text{öv}}$ ) előre kiszámítható, adott érték. Ezt figyelembe véve az ismeretlen tényezők száma csak öt ( $\beta$ ,  $\beta_1$ ,  $\eta$ ,  $P_1$ ,  $P_h$ ), és az egyenletek száma is öt.

Oldjuk meg az egyenletrendszert  $P_h$ -ra:

$$P_h = \frac{\omega B}{k_{pr} + k_{sz}} \sqrt{\frac{P_r}{2A_{tr}}} - \frac{k_{pr}}{k_{pr} + k_{sz}} P_{\text{öv}}, \quad (2.44)$$

ahol

$$A_{tr} = \frac{\varrho l_k}{F_r A_t A_m^2}. \quad (2.45)$$

Az  $A_{tr}$  tényező értéke csak a vasmag méretétől függ, értékét katalógusok is megadják [3], dimenziója  $\Omega/\text{m}^4$ .

Rendezzük az egyenletet úgy, hogy a jobb oldalon csak állandó tényezők legyenek:

$$\left( \frac{k_{pr} + k_{sz}}{2} \right) P_h = \frac{\omega B}{2} \sqrt{\frac{P_r}{2A_{tr}}} - \frac{k_{pr}}{2} P_{\text{öv}}. \quad (2.46)$$

$k_{pr}$ -nek a gyakorlatban előforduló értékeit figyelembe véve a következő elhanyagolás növeli a méretezés biztonságát:

$$\left( \frac{k_{pr} + k_{sz}}{2} \right) P_h = \frac{\omega B}{2} \sqrt{\frac{P_r}{2A_{tr}}} - 0,7 P_{\text{öv}}. \quad (2.47)$$

Ha a terhelés szinuszos, akkor

$$k_{pr} = \frac{\sqrt{I_{11\text{eff}}^2 + I_L^2}}{I_{11\text{eff}}} \cong 1, \quad (2.48)$$

$$k_{sz} = 1, \quad (2.49)$$



és a (2.46) egyenlet jobb oldala közvetlenül  $P_h$ -t adja.

Folyási szög üzemi terhelésnél  $\frac{k_{pr} + k_{sz}}{2}$ -t úgy vehetjük figyelembe, hogy a (2.46) egyenlet jobb oldalának értékét kb. 30%-kal csökkentjük.

Számítsuk ki  $\beta_1$  értékét.

$$\beta_1 = \sqrt{P_r} \sqrt{\frac{2C}{F_r A_t}} = \sqrt{P_r \frac{2\sigma l_k}{\omega^2 B^2 A_m^2 F_r A_t}}, \quad (2.50)$$

$$\beta_1 = \sqrt{P_r \frac{2A_{tr}}{\omega^2 B^2}} = \frac{1}{\omega B} \sqrt{2P_r A_{tr}}. \quad (2.51)$$

Fejessük ki  $\beta_1$  képletéből  $\omega B$ -t, és helyettesítsük be  $P_h$ -ba:

$$\omega B = \frac{\sqrt{2P_r A_{tr}}}{\beta_1}, \quad (2.52)$$

$$\frac{k_{pr} + k_{sz}}{2} P_h = \frac{\sqrt{2P_r A_{tr}}}{2\beta_1} \sqrt{\frac{P_r}{2A_{tr}}} - 0,7 P_{\text{öv}} \quad (2.53)$$

$$\frac{k_{pr} + k_{sz}}{2} P_h = \frac{P_r}{2\beta_1} - 0,7 P_{\text{öv}}. \quad (2.54)$$

Az eredményeket összefoglalva azt mondhatjuk, hogy teljesen teletekerített csévetestet alapul véve, a  $\beta_1$  rézveszteségi állandó értéke csak a transzformátor méretétől és a vas anyagától függ, ezért értéke a (2.51) szerint előre kiszámítható.

A transzformátorral átvihető hasznos teljesítmény  $\beta_1$  ismeretében, lineáris terhelés esetén szintén előre meghatározható, folyási szög üzemi terhelésnél pedig megbecsülhető a (2.54) összefüggés alapján.

### 3. A menetszámok meghatározása

Induljunk ki a 2. ábra szerinti helyettesítő képből

#### 3.1 A belső feszültségesések

A primer oldalon:

$$U'_{1\text{eff}} \cong U_{1\text{eff}} - I_{11\text{eff}} R_{r1}, \quad (3.1)$$

$$\frac{U'_{1\text{eff}}}{U_{1\text{eff}}} = 1 - \frac{I_{11\text{eff}} R_{r1}}{U_{1\text{eff}}}, \quad (3.2)$$

$$\beta_1 = \frac{P_{r1}}{k_1 P_1} = \frac{I_{11\text{eff}}^2 R_{r1}}{k_1 U_{1\text{eff}} I_{11\text{eff}}} = \frac{k_1 I_{11\text{eff}} R_{r1}}{U_{1\text{eff}}}, \quad (3.3)$$

$$\frac{U'_{1\text{eff}}}{U_{1\text{eff}}} = 1 - \frac{\beta_1}{k_1} \cong 1 - \beta_1. \quad (3.4)$$

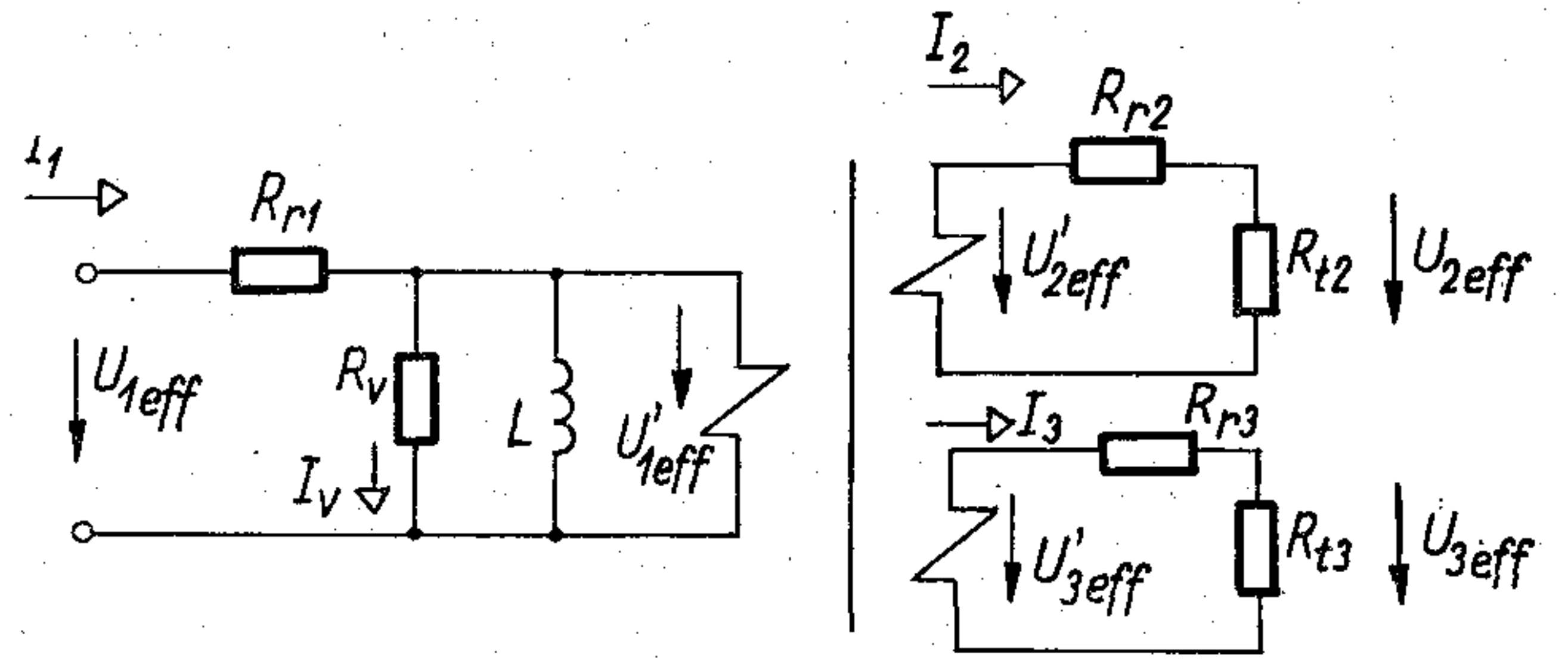
A szekunder oldalon:

$$U'_{2\text{eff}} \cong I_{21\text{eff}} R_{r2} + U_{2\text{eff}}, \quad (3.5)$$

$$\frac{U'_{2\text{eff}}}{U_{2\text{eff}}} = \frac{I_{21\text{eff}} R_{r2}}{U_{2\text{eff}}} + 1, \quad (3.6)$$

$$\beta_2 = \frac{P_{r2}}{k_2 P_2} = \frac{I_{21\text{eff}}^2 R_{r2}}{k_2 U_{2\text{eff}} I_{21\text{eff}}} = \frac{k_2 I_{21\text{eff}} R_{r2}}{U_{2\text{eff}}}, \quad (3.7)$$

$$\frac{U'_{2\text{eff}}}{U_{2\text{eff}}} = 1 + \frac{\beta_2}{k_2} \cong 1 + \beta_2, \quad (3.8)$$



H216-K12

2. ábra

mivel  $\beta_2 = \beta_1$ , így

$$\frac{U'_{2\text{eff}}}{U_{2\text{eff}}} \cong 1 + \beta_1. \quad (3.9)$$

Hasonlóképpen:

$$\frac{U'_{3\text{eff}}}{U_{3\text{eff}}} \cong 1 + \beta_1. \quad (3.10)$$

#### 3.2 A feszültség és a menetszám közötti összefüggés

A primer oldalon:

$$U'_{1\text{eff}} = \frac{1}{\sqrt{2}} n_1 \frac{d\Phi}{dt} = \frac{1}{\sqrt{2}} n_1 \omega B A_m. \quad (3.11)$$

Fejessük ki  $n_1$ -et:

$$n_1 = \frac{\sqrt{2} U'_{1\text{eff}}}{\omega B A_m} = \frac{\sqrt{2} U_{1\text{eff}}}{\omega B A_m} (1 - \beta_1). \quad (3.12)$$

A voltonkénti menetszám:

$$\frac{n_1}{U_{1\text{eff}}} = \frac{\sqrt{2}}{\omega B A_m} (1 - \beta_1) = \frac{1,41 \cdot 10^4}{314 B A_m [\text{cm}^2]} (1 - \beta_1), \quad (3.13)$$

$$\frac{n_1}{U_{1\text{eff}}} = \frac{45}{B A_m [\text{cm}^2]} (1 - \beta_1), \quad (3.14)$$

$$A_m = F_v A_g, \quad (3.15)$$

ahol

$A_m$  = a mágneses mag keresztmetszete,  
 $F_v$  = vaskitöltési tényező,  
 $A_g$  = geometriai magkeresztmetszet,  
 $B$  = indukció Tesla-ban.

$$\frac{n_1}{U_{1\text{eff}}} = \frac{45}{B F_v A_g [\text{cm}^2]} (1 - \beta_1). \quad (3.16)$$

A szekunder oldalra hasonlóképpen írható:

$$U'_{2\text{eff}} = \frac{1}{\sqrt{2}} n_2 \frac{d\Phi}{dt} = \frac{1}{\sqrt{2}} n_2 \omega B A_m, \quad (3.17)$$

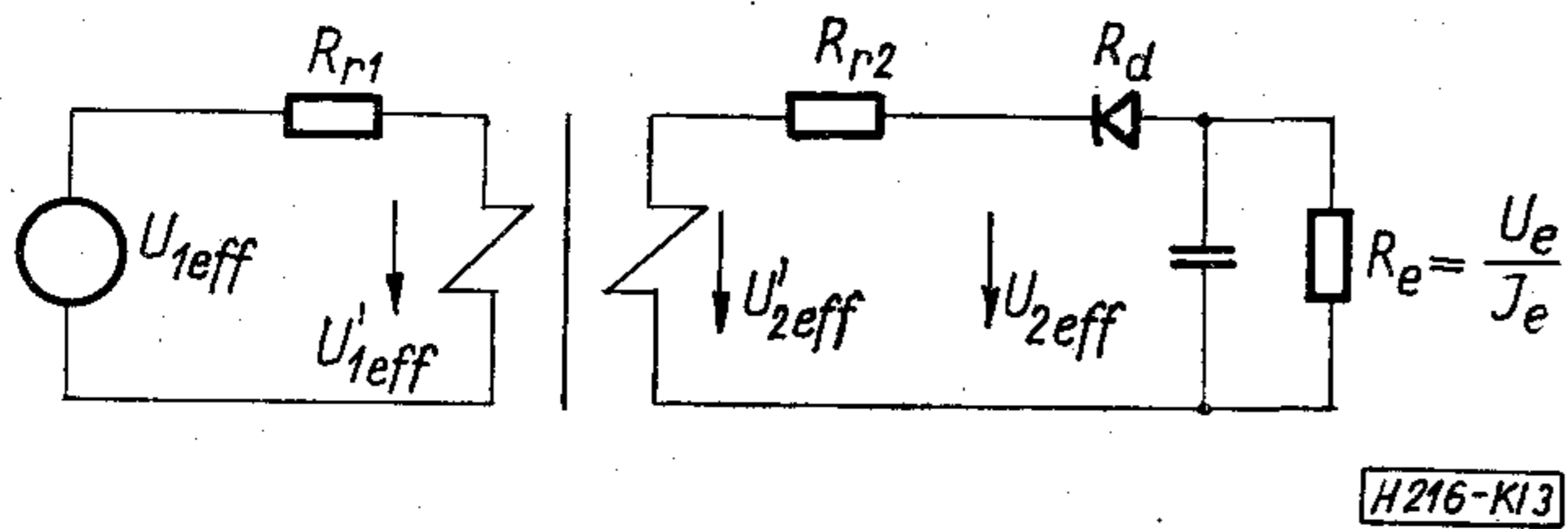
$$n_2 = \frac{\sqrt{2} U'_{2\text{eff}}}{\omega B A_m} = \frac{\sqrt{2} U_{2\text{eff}}}{\omega B A_m} (1 + \beta_1). \quad (3.18)$$

A voltonkénti menetszám:

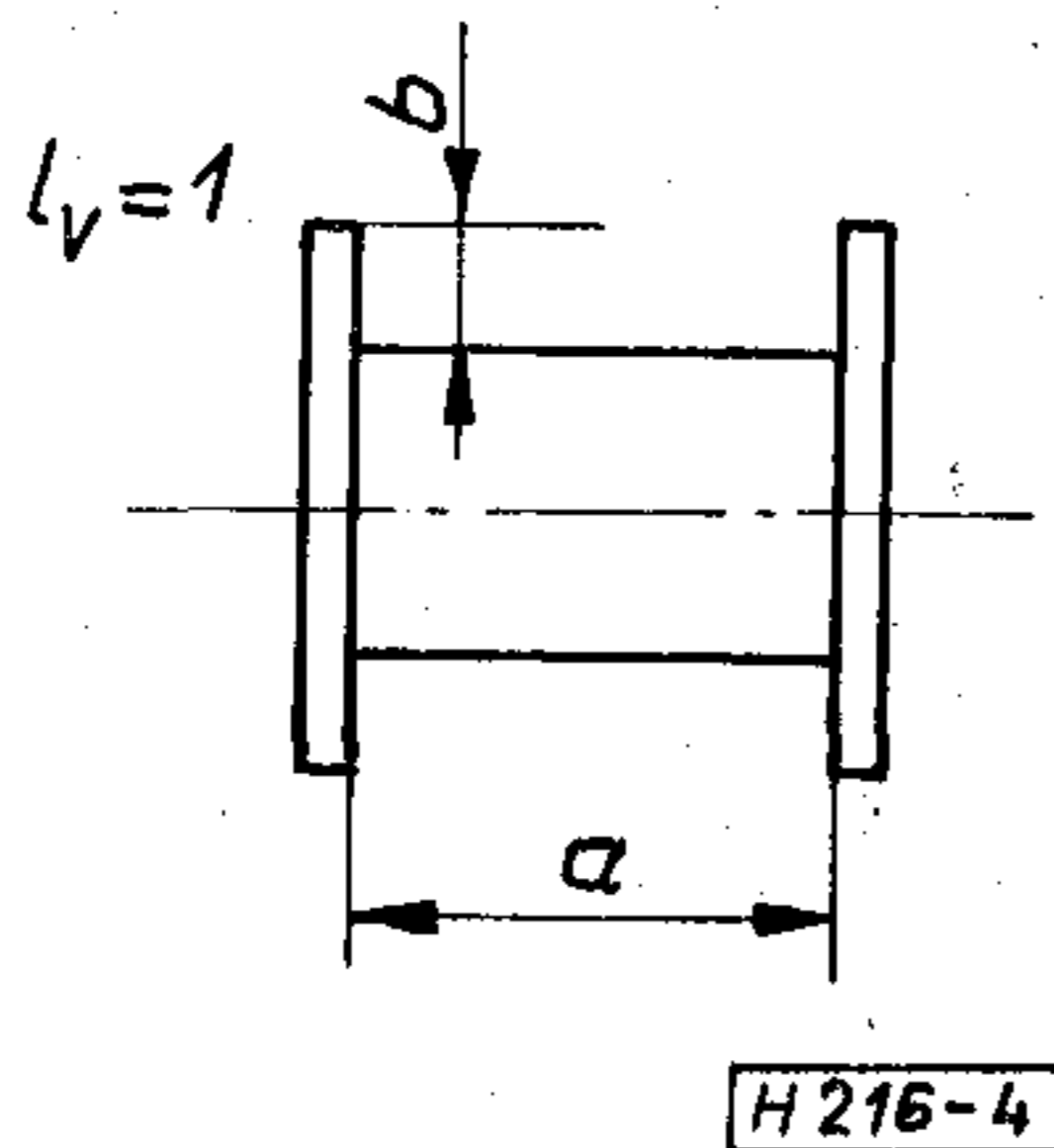
$$\frac{n_2}{U_{2\text{eff}}} = \frac{\sqrt{2}}{\omega B A_m} (1 + \beta_1) = \frac{1,41 \cdot 10^4}{314 B A_m [\text{cm}^2]} (1 + \beta_1), \quad (3.19)$$

$$\frac{n_2}{U_{2\text{eff}}} = \frac{45}{B F_v A_g [\text{cm}^2]} (1 + \beta_1), \quad (3.20)$$





3. ábra



4. ábra

és

$$\frac{n_3}{U_{3\text{eff}}} = \frac{45}{BF_v A_g [\text{cm}^2]} (1 + \beta_1). \quad (3.21)$$

### 3.3 A huzalátmérők meghatározása

A tekercsek ellenállását a rézvesztésből számítjuk ki:

$$P_{r1} = I_{1\text{eff}}^2 R_{r1} = k_1^2 I_{11\text{eff}}^2 R_{r1}, \quad (3.22)$$

$$R_{r1} = \frac{P_{r1}}{k_1^2 I_{11\text{eff}}^2}. \quad (3.23)$$

A rézvesztés kifejezhető a rézvesztési állandóval és a primer teljesítménnyel:

$$R_{r1} = \frac{k_1 P_1 \beta_1}{k_1^2 I_{11\text{eff}}^2} = \frac{U_{1\text{eff}} I_{11\text{eff}} \beta_1}{k_1 I_{11\text{eff}}^2} = \frac{U_{1\text{eff}} \beta_1}{k_1 I_{11\text{eff}}}, \quad (3.24)$$

másrészt kiszámítható a huzaladatokból a fajlagos ellenállással:

$$R_{r1} = n_1 \frac{\rho l_k}{A_{r1}}. \quad (3.25)$$

A két egyenletet egymással egyenlővé téve:

$$n_1 \frac{\rho l_k}{A_{r1}} = \frac{U_{1\text{eff}} \beta_1}{k_1 I_{11\text{eff}}}. \quad (3.26)$$

Fejezzük ki a huzalkeresztmetszetet:

$$A_{r1} = \frac{k_1 I_{11\text{eff}} \rho l_k}{\beta_1} \frac{n_1}{U_{1\text{eff}}} = \frac{45}{BF_v A_g} \rho l_k \frac{1 - \beta_1}{\beta_1} I_{1\text{eff}}. \quad (3.27)$$

A szekunder tekercs huzalkeresztmetszetét is hasonlóképpen lehet kiszámítani:

$$P_{r2} = k_2^2 I_{21\text{eff}}^2 R_{r2}, \quad (3.28)$$

$$R_{r2} = \frac{P_{r2}}{k_2^2 I_{21\text{eff}}^2} = \frac{k_2 \beta_1 P_2}{k_2^2 I_{21\text{eff}}^2} = \frac{\beta_1 P_2}{k_2 I_{21\text{eff}}^2}, \quad (3.29)$$

$$R_{r2} = \frac{\beta_1 U_{2\text{eff}} I_{21\text{eff}}}{k_2 I_{21\text{eff}}^2} = \frac{\beta_1 U_{2\text{eff}}}{k_2 I_{21\text{eff}}}, \quad (3.30)$$

$$R_{r2} = n_2 \frac{\rho l_k}{A_{r2}}, \quad (3.31)$$

$$A_{r2} = \frac{45}{BF_v A_g} \frac{1 + \beta_1}{\beta_1} \rho l_k I_{2\text{eff}}, \quad (3.32)$$

és a másik szekunder tekercsre:

$$A_{r3} = \frac{45}{BF_v A_g} \frac{1 + \beta_1}{\beta_1} \rho l_k I_{3\text{eff}}. \quad (3.33)$$

### 3.4 A transzformátor szerepe az egyenirányító körben

A transzformátor szekunder tekercsének ellenállása és a primer tekercs betranszformált ellenállása az egyenirányító kör  $R_b$ -ellenállásának részét képezi, ezért nagysága közvetlenül befolyásolja a folyási szögét és ezen keresztül az egész egyenirányító kör viselkedését (3. ábra).

Határozzuk meg, hogy a transzformátor mekkora ellenállást visz be az egyenirányító körbe. Ehhez  $R_{r1}$  és  $R_{r2}$  értékét kell kiszámítani. Az eddigiek ismeretében ezt a következőképpen tesszük:

$$n_1 = \frac{45}{BF_v A_g} U_{1\text{eff}} (1 - \beta_1),$$

$$A_{r1} = \frac{45}{BF_v A_g} \rho l_k \frac{1 - \beta_1}{\beta_1} I_{1\text{eff}}.$$

A két egyenletet egymással elosztva, majd átrendezve:

$$\frac{n_1}{A_{r1}} \rho l_k = R_{r1} = \frac{U_{1\text{eff}}}{I_{1\text{eff}}} \beta_1. \quad (3.34)$$

A szekunder tekercs ellenállása ugyanúgy számítható:

$$\frac{n_2}{A_{r2}} \rho l_k = R_{r2} = \frac{U_{2\text{eff}}}{I_{2\text{eff}}} \beta_1. \quad (3.35)$$

A 3. ábra szerinti helyettesítő kép alapján a transzformátor ellenállása:

$$R_{tr} = \dot{u}^2 R_{r1} + R_{r2} = \dot{u}^2 \frac{U_{1\text{eff}}}{I_{1\text{eff}}} \beta_1 + \frac{U_{2\text{eff}}}{I_{2\text{eff}}} \beta_1, \quad (3.36)$$

$$U_{2\text{eff}} = \dot{u} U_{1\text{eff}}, \quad (3.37)$$

$$I_{2\text{eff}} \cong \frac{I_{1\text{eff}}}{\dot{u}}, \quad (3.38)$$

$$R_{tr} = \frac{U_{2\text{eff}}}{I_{2\text{eff}}} \beta_1 + \frac{U_{2\text{eff}}}{I_{2\text{eff}}} \beta_1 = 2 \frac{U_{2\text{eff}}}{I_{2\text{eff}}} \beta_1 = 2R_{r2}. \quad (3.39)$$

Az egyenirányító kör váltakozó áramú belső ellenállása:

$$R_b = R_{tr} + R_d. \quad (3.40)$$

Helyesen megválasztott diódánál, az esetek többségében  $R_d \ll R_{tr}$ . Ezt figyelembe véve:

$$R_b \cong R_{tr} = 2R_{r2} = 2 \frac{U_{2\text{eff}}}{I_{2\text{eff}}} \beta_1. \quad (3.41)$$



	$P_b$	$P_1$	$\beta_1$	$\frac{n}{U}$	$\frac{n}{U}(1-\beta_1)$	$\frac{n}{U}(1+\beta_1)$	$\frac{n}{U}(1-\beta_1) \cdot 220 \text{ V}$	$\frac{A_{r1}}{I_{1\text{eff}}}$	$\frac{A_{r2}}{I_{2\text{eff}}}$	$I_L$	$\Theta_{\min}$
	[W]	[VA]		[menet/V]	[menet/V]	[menet/V]	[menet/V]	$\left[\frac{\text{mm}^2}{\text{A}}\right]$	$\left[\frac{\text{mm}^2}{\text{A}}\right]$	[A]	[°]
SM 42	6,8	9	0,124	18,4	16,1	20,7	3542	0,23	0,29	0,015	53
SM 55	19	22	0,064	9,1	8,5	9,7	1868	0,3	0,34	0,023	41
SM 65	40	45	0,046	5,9	5,6	6,2	1240	0,34	0,37	0,041	36
SM 74	60	65	0,03	4,2	4,1	4,4	900	0,44	0,46	0,055	31
SM 85 a	80	86	0,024	3,3	3,2	3,4	708	0,46	0,48	0,076	28
SM 85 b	105	112	0,019	2,3	2,3	2,4	506	0,47	0,49	0,100	26
SM 102 a	138	146	0,017	2,5	2,5	2,6	550	0,58	0,6	0,113	25
SM 102 b	178	187	0,012	1,7	1,7	1,7	374	0,66	0,66	0,156	21

Szekunder hasznos teljesítmény	Primer összes teljesítmény	Relatív feszültség	Voltonkénti menetszám a relatív fesz. és figyelembevétele nélkül	Primer oldali voltonkénti menetszám	Szekunder oldali voltonkénti menetszám	Primer menetszám 220 V-ra	Primer áram-sűrűség recip-roka	Szekunder áram-sűrűség recip-roka	Üresjárási áram-felvétel 220 V-ról	Az egyenirányító minimális folyási szöge $P_d$ elhanyagolásával
--------------------------------	----------------------------	--------------------	--	-------------------------------------	--	---------------------------	--------------------------------	-----------------------------------	------------------------------------	---

A folyási szög függvényének felhasználásával [1]:

$$U_{2\text{eff}} = \frac{U_{\text{eff}}}{U_e} [\Theta] U_e, \quad (3.42)$$

$$I_{2\text{eff}} = \frac{p I_{\text{eff}}}{I_e} [\Theta] \frac{I_e}{p}, \quad (3.43)$$

$$R_b = 2\beta_1 \frac{\frac{U_{\text{eff}}}{U_e} U_e}{\frac{p I_{\text{eff}}}{I_e} \frac{I_e}{p}} = 2\beta_1 p R_e \frac{\frac{U_{\text{eff}}}{U_e}}{\frac{p I_{\text{eff}}}{I_e}}, \quad (3.44)$$

$$\frac{R_b}{p R_e} = 2\beta_1 \frac{\frac{U_{\text{eff}}}{U_e}}{\frac{p I_{\text{eff}}}{I_e}}. \quad (3.45)$$

Az  $\frac{R_b}{p R_e}$  tört szintén a folyási szög függvénye.

A folyási szögtől függő kifejezéseket összevonva írhatjuk:

$$A(\Theta) = \beta_1, \quad (3.46)$$

ahol:

$$A(\Theta) = \frac{1}{2} \frac{\frac{R_b}{p R_e} \frac{p I_{\text{eff}}}{I_e}}{\frac{U_{\text{eff}}}{U_e}}. \quad (3.47)$$

Mivel a transzformátor által realizálható  $\beta_1$  értéke minden transzformátor-mérethez előre kiszámítható, így az egyenirányító kör méretezéséhez szükséges folyási szög is ismert.

#### 4. Tervezési segédlet

A levezetések alapján előre kiszámíthatók a transzformátorok gyakorlati méretezéséhez szükséges ada-

tok. Az igen nagy terjedelmű számítási munka leírásának mellőzésével a végeredményeket táblázatos formában foglaljuk össze (1. táblázat).

A vasmag-jellemzőknél a Vacuumschmelze cég katalógusadatait vettük figyelembe. Egyéb kiindulási adatok:

$$B = 1,7 \text{ T},$$

$t = 40 \text{ °C}$  megengedett hőmérsékletemelkedés, vasanyag: *Trafoperm N2*, A kivitel, hőátadási tényezők [3] szerint.

A csévetest adatai a 2. táblázat szerint.

2. táblázat

	$a$	$b$	$pv$
SM 42	28	7,5	2,3
SM 55	35,5	9	2,5
SM 65	42	11	2,8
SM 74	48	12,5	3
SM 85a	53	12	2,9
SM 85b	53	12	2,9
SM 102a	65	15,5	3,2
SM 102b	65	15,5	3,2

$pv$ : A tekercskészítéskor számításba vett teljes szigetelőanyag (papír, varnish vászon stb.) vastagsága.

#### I R O D A L O M

- [1] Kálmán I.: Lineáris, töréspontos karakterisztikájú diódát tartalmazó, pufferkondenzátoros kimenetű egyenirányító fokozatok analízise és tervezése. Híradástechnika, XXI. évf. 8. szám
- [2] Vacuumschmelze GMBH: Schnittbandkerne, 1970
- [3] Takács F.: Híradástechnikai anyag- és alkatrész-katalógus. Tankönyvkiadó, 1964



## EGYESÜLETI HÍREK

BESZÁMOLÓ A HTE SZAKOSZTÁLYAINAK  
VEZETŐIVEL  
AZ EGYESÜLETI MUNKÁRÓL FOLYTATOTT  
BESZÉLGETÉSEKRŐL

Az egyesület főtitkári értekezlete a szakosztályok vezetőinek és titkárainak részvételével, előre kidolgozott ütemterv és szempontok szerint megbeszélés sorozatot folytatott le a szakosztályok első félévi műszaki-tudományos tevékenységéről, körvonalazta a Szakosztályok előtt álló elvi és általános főfeladatokat és azok teljesítésének irányelveit.

A főtitkári értekezlet megállapította, hogy a szakosztályok működésének keretében az egyesület az első félévben 19 előadást — ezek között kettőt külföldi előadóval — 1 nemzetközi részvételű nagyrendezvényt — Színes TV Vételtechnika Szimpózium (11 külföldi és 23 belföldi előadóval) — 1 Siemens Szimpóziumot rendezett és részt vett a HIKI 20 éves jubileumi Tudományos Ülésszakának rendezésében. Ipargazdasági Szakosztályunk igen jelentős munkával részt vett az Országos Híradástechnikai, Villamos- és Műszeripari Gazdasági Konferencia előkészítésében. A konferenciát külső okok miatt ez év őszére halasztották.

Bár a tevékenység intenzitását jelző fenti adatok általában kielégítőek, hiányosságként mutatkozott az, hogy az érintett 16 szakosztály közül 5 szakosztály egy előadást sem rendezett az első félévben. Ennek az oka elsősorban az, hogy a HTE új elhelyezése miatt a szakosztályok — és maga az egyesület vezetői is — nagyobb nehézségekkel számoltak az előadótermek (helyiségek) biztosításánál, mint ami valójában bekövetkezett. A jövőben ettől az akadálytól nem kell ugyan tartani, de várható, hogy a második félévben valamennyi egyesület fokozottabban veszi majd igénybe az előadótermeiket, ezért célszerű azokat több héttel előre lefoglalni.

A rendezvényeknek a téma szerint érintett gyárakba való kihelyezésével vegyes és egymással ellentmondó tapasztalatokat szereztek a szakosztályok. Ezt a szervezési formát elsősorban gyártmány vagy technológiai bemutatókkal egybekötött előadások esetében célszerű alkalmazni.

A szakosztályok műszaki-tudományos és ipargazdasági tevékenységét illetően a következő irányvonalak alakultak ki:

1. Az egyesületnek társadalmi munkával segítséget kell nyújtania a KGM részére

- az elektronikai alkatrészek és
- a professzionális hírközlő berendezések

távlati koncepciójának kidolgozásában, melyek előkészítése most indult meg. Erre megfelelő alapot biztosít a KGM—MTESZ közötti együttműködési szerződés.

Az egyesületnek ebbe a munkába már most be kell kapcsolódnia, hogy a társadalmi aktívák észrevételei — melyeknek elsősorban a fő összefüggésekre, a fejlődést gátló akadályokra és a problémák megoldására irányuló javaslatokra kell összpontosulnia — a koncepciók véglegesítése és a kormányzati szervekhez való előterjesztése előtt hasznosíthatók legyenek. Ezért biztosítani kell, hogy az időközi anyagok idejében az egyesület rendelkezésére álljanak. Ennek érdekében az egyesület főtitkára felveszi a kapcsolatot a KGM illetékes vezetőivel.

A KGM egyetértése és az időközi anyagok rendelkezésre bocsátása esetén a főtitkár — az egyesület Műszaki Tudományos Bizottsága bázisán — szűkebb körű (6—8 főnyi) bizottságot hoz létre, amely a feladatokat a szakosztályokra lebontja, majd a szakosztályoktól bejövő anyagokat egyesületi szinten összefoglalja, vita alá bocsátja és illetékesekhez felhasználás céljából eljuttatja. Az észrevételezés, a véglegesítés előtt, szükség szerint több menetben is történhet.

Az egyesület fent vázolt munkája a szakosztályok tevékenységének tartalmára kétféleképpen is kihat:

- a szakosztályok észrevételeikkel segítik a koncepciók kidolgozását,
- az észrevételezés során feltárt problémák további műszaki-tudományos és gazdasági elemzése a szakosztályok működésének gazdag tartalmát biztosít.

2. Külkereskedelmünk szempontjából nagy fontosságú, hogy híradástechnikai gyártmányainkról hazai üzemeltető referenciával szolgálhasson. Régen vajdó kérdés az ehhez szükséges mintahálózat létesítése. Célszerű, hogy az érdekelt szakosztályok közötti kooperációval konstruktív elgondolások alakuljanak ki a szükséges mintahálózatok létesítésére. A kooperáció kiterjesztendő a KTE Postai Tagozatára is.

3. A szakosztályok fontos feladata a gyártmányok alkalmazása gazdaságosságának elemzése. Itt elsősorban olyan kérdésekre kell gondolni, mint ami a PCM berendezések hazai alkalmazásával kapcsolatban a közelmúltban felmerült. Nem kevésbé fontosak az egyes berendezések gyártásának gazdaságossági kérdései.

A fenti 2. és 3. ponttal kapcsolatos konkrét teendők megbeszélésére az Egyesület titkársága f. évi szeptember hó folyamán összehívja a Műszaki Tudományos Bizottságot, az Átviteltechnikai, a Távbeszélőtechnikai, a Mikrohullámú, az Energiaipari Távközlés, a Számítástechnikai, a Rádió és Televízió Szakosztály és az Ifjúsági Bizottság vezetőit. A megbeszélésre meghívják a KTE Postai Tagozatának titkárát is.

4. Munkabizottságok létrehozása, pl. licencvásárlások és azok honosítása műszaki-gazdasági problémáinak megvitatására, állásfoglalás vagy javaslat kidolgozására, szükség szerint több szakosztály kooperációjával.

Az értekezletek megvizsgálták a koordináció és kooperáció kérdését.

1. Szervezési szempontból felmerült az az igény, hogy az egyesületi titkárság állítsa össze, egyrészt az egyesületi szakosztályok, másrészt az elektronika területén érdekelt társ-egyesületek (KTE, MEE, MATE, NJSZT, OPAKFI) elektronikával foglalkozó szakosztályai, munkabizottságai vezetőjének, titkárának pontos névsorát és adatait — beosztás, cím, telefonszám stb. —, amelyek a kapcsolatfelvételt megkönnyítik.

2. A szakosztályok vezetői és titkárai ismerkedjenek meg a társszakosztályok, valamint az elektronika területén érdekelt társ-egyesületek munkaterveivel, tegyenek közvetlen lépéseket a koordináció és kooperáció kiszélesítése érdekében, ami eddig intuitív jellegű volt.

A szakosztályi munkatervekkel kapcsolatban véleménykülönbségek merültek fel. Több szakosztályvezető álláspontja az volt, hogy a munkatervek csak a tevékenységi területek körvonalait adhatják meg, konkrét és a teljesítés későbbi megvizsgálására alkalmas terv kidolgozása nem valósítható meg. A vélemények egyeztetése után az a nézet alakult ki, hogy a munkatervek kidolgozása nem mellőzhető és azokban törekedni kell a célkitűzések és tématerületek legalább olyan meghatározására, amely képet ad a szakosztályok tevékenységének irányvonalairól, és amely alkalmas mind a szakosztályközi, mind az egyesületközi kooperáció és koordináció tervszerűvé tételére.

A szakosztályok f. évi II. félévi munkatervüket *szeptember 15-ig*, 1974. évi munkatervük első tervezetét *október 15-ig* készítik el és nyújtják be az Egyesület Titkárságára.

A főtitkár felkéri a társegyesületeket, hogy a koordináció és kooperáció tervszerű kiépítése érdekében párhuzamosan tegyenek hasonló lépéseket. Gondoskodik az 1974. évi munkatervük előzetes egyeztetéséről.

A szakosztályok belső életének élénkítésére keresni kell az új módszereket. Célszerű lenne a Rádió és TV Szakosztály példájának megfelelően 6—8 tagú törzsgárdát megszervezni és ennek rendszeres (havonta tartandó) összejövetelein foglalkozni a szakosztály programjával, munkaterveivel stb.

A Külkereskedelmi Szakosztály részéről felmerült Főmérnöki Klub szervezésének gondolata, ami alkalmat adna az iparági főmérnökök (műszaki igazgatók) és az érdekelt külkereskedelmi vállalatok vezetőinek rendszeres, kötetlen összejöveteleire.

A főtitkárhelyettes beszámolt a szakosztályok vezetőinek az Ifjúsági Bizottság megalakulásáról és rendelkezésükre bocsátotta a bizottság működéséről szóló, a VB által elfogadott dokumentumot. Felkérte a szakosztályok vezetőit, hogy az átadott iratban foglaltak szellemében vonják be szakosztályuk



munkájában a fiatal szakembereket és bízzák meg őket konkrét feladatokkal a szervező munkában is. Az ifjú szakembereket be kell vonni a KGM koncepciókkal kapcsolatos egyesületi munkába is.

A főtitkári értekezleteken, fentiekben felül számos más javaslat is felmerült, amelyek elsősorban a kölcsönös tájékoztatást, a szakosztályi és általában az egyesületi élet élénkítését és propagálását célozzák. Ezek közül kiemeljük a következőket:

— A szakosztályok a HÍRADÁSTECHNIKÁ-ban rendszeresen számoljanak be elhangzott előadásaikról kiemelve azok főbb téziseit és következtetéseit. Félévenként tegyék közzé a következő félévi programjukat, munkatervüket és kérjék azokhoz az olvasók észrevételeit és javaslatait.

— Az egyesület havi programfüzeteiben, az érdeklődés felkeltésére, közölni kell az előadások rövid tartalmi kivonatát is.

— A szakosztályok vezetői és titkárai minden egyesületi

meghívót kapjanak meg. Kapják meg rendszeresen az MTESZ rendezvénynapját is.

— Célszerű, hogy a szakosztályok vezetői személyes kapcsolatokat teremtsenek egymás között. Előfordul, hogy személyesen nem is ismerik egymást. Ezért az egyesület titkársága a szakosztályvezetők és a titkárok részére tapasztalatcsere összejövetelt fog rendezni, amelyen kötetlen formában megbeszélhetik szakosztályuk tevékenységének vezetése során szerzett tapasztalataikat. Ezeket az összejöveteleket — ha beválnak — rendszeresen meg lehetne rendezni.

Fentiekben összefoglaltuk a szakosztályok vezetőségével folytatott csoportos beszélgetések főbb megállapításait. Ezeket azzal a reménnyel tesszük közzé, hogy jól felhasználhatóak lesznek az egyesületi, ezen belül a szakosztályi munka közvetlenül előttünk álló időszakában.

Susánszky László  
főtitkár



## Tartalmi összefoglalások

ETO 621.372.2.09:681.3.06

Dr. Tarnay K.—Dr. Székely V.:

**A TRANZ-TRAN nemlineáris áramköranalízis program**

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 9. sz.

A cikk a digitális szűrőket mint a hagyományos analóg RLC szűrők mintavételes megfelelőit tárgyalja. Ismerteti előnyeiket és hátrányait, valamint gyakoribb alkalmazási területeiket. Röviden leírja a kommutációs, majd a nonrekurzív, más néven tranzverzális szűrők működését. Részletesebben foglalkozik a rekurzív szűrővel. Ismerteti a két legelterjedtebb approximációs módszert: az impulzus invariancia és a bilineáris „z” transzformáció módszerét. Tárgyalja a realizálás kérdéseit és egy számpéldát mutat be.

ETO 621.372.22.001.24

Dr. Vágó I.:

**Nullátorokat és norátorokat tartalmazó hálózati modellek számítása**

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 9. sz.

A dolgozat olyan számítási módszert ismertet, amely nullátorokat és norátorokat tartalmazó hálózati modellekre alkalmazható. A számításokhoz a kapcsolás hurok- és vágatmátrixa kerül felhasználásra. A feszültségek, vagy az áramlatok meghatározásához az impedanciát tartalmazó ágak, illetve kötőágak számával egyező számú ismeretlen tartalmazó egyenletrendszert kell megoldani.

ETO 621.372.54:681.32

Kormos I.:

**Digitális szűrők**

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 9. sz.

A cikk a Budapesti Műszaki Egyetem Elektronikus Eszközök Tan-székén 1968 és 1972 között kifejlesztett nemlineáris áramköranalízis program-rendszert ismerteti. Az egyenáramú, kisjelű váltakozóáramú program-rendszer zajanalízist, transzfer karakterisztika számítás, érzékenységvizsgálatot, valamint tranziens-analízist végez. A cikk a program-rendszer modell-készletét, megoldó algoritmusait és a felhasználás tapasztalatait tárgyalja, mindhárom témát sok futtatási eredménnyel illusztrálva.

ETO 621.314.21.001.2

Kálmán I.:

**Hálózati transzformátorok méretezése**

HÍRADÁSTECHNIKA XXIV. (1973) 9. sz.

A dolgozatban a szerző a folyási szög üzemi terhelésre dolgozó hálózati transzformátorok méretezési formuláit határozza meg. Figyelembe veszi a megengedett maximális melegedést és a tekercselési keresztmetszet optimális kiválasztását.

## Обобщения

DK 621.372.2.09:681.3.06

Д-р Тарнай, К.—Д-р Секель, В.:

**Программа TRANZ-TRAN для анализа нелинейных схем**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 9.

Излагается система программы по анализу нелинейных схем, разработанная на кафедре Электронных Движителей Будапештского Технического Университета в 1968—1972 гг. Система программы постоянного тока и переменного тока при малых сигналах содержит следующие операции: анализ шумов, расчет переходной характеристики, и испытание чувствительности. Рассматриваются состав моделей системы программы, алгоритмы решений и опыты применения, иллюстрируемые многими результатами процессов работы ЭВМ.

DK 621.372.22.001.24

Д-р Ваго, И.:

**Расчет моделей сетей, содержащих нуляторы и нораторы**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 9.

Статья излагает метод расчета, применяемый к моделям сетей, содержащих нуляторы и нораторы. К расчету используются матрицы шлейфа и пореза схемы. С целью определения напряжений или токов должно решить систему уравнений, содержащих неизвестные, число которых идентично с числом ветвей деревьев или ветвей соединения, содержащих импедансы.

DK 621.372.54:681.32

Кормош, И.:

**Цифровые фильтры**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV (1973) № 9.

Статья рассматривает цифровые фильтры, как эквиваленты аналоговых фильтров RLC, осуществленные выборочным методом. Излагаются их преимущества и недостатки, а также важнейшие области применения. Кратко описывается работа коммутационных нерекурсивных или трансверсальных фильтров. Более подробно излагаются рекурсивные фильтры. Даны два важнейших метода приближения: метод инвариантности импульсов и метод билинейной трансформации «Z». Трактуются вопросы реализации и показываются числовые примеры.

DK 621.314.21.001.2

Калман, И.:

**Проектирование сетевых трансформаторов**

HÍRADÁSTECHNIKA (ХИРАДАШТЕХНИКА, Будапешт) XXIV. (1973) № 9.

В статье определяются формулы по проектированию сетевых трансформаторов, работающих в режиме угла отсески тока. Учитываются допустимый предел нагрева, а также оптимальное использование сечения обмотки.

## Zusammenfassungen

DK 621.372.2.09:681.3.06

Dr. Tarnay, K.—Dr. Székely, V.:

**Das TRANZ-TRAN Programm für nichtlineare Stromkreisanalyse**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) № 9.

In dem Artikel wird das Programmsystem für nichtlineare Stromkreisanalyse, welches auf dem Lehrstuhl für elektronische Bauteile der Budapester Technischen Universität zwischen den Jahren 1968 und 1972 entwickelt wurde, erörtert. Das Programmsystem ist geeignet für die folgenden Aufgaben: Geräuschanalyse Berechnung der Transfercharakteristik, Empfindlichkeitsuntersuchung, sowie Transientenanalyse bei Gleichstrom- und Kleinsignalwechselstrom. In dem Artikel werden die Modellvorräte des Programmsystems, die Algorithmen der Lösungen und die Erfahrungen bei der Anwendung diskutiert und alle drei Themen werden mit Dauerprüfungs-ergebnissen illustriert.

DK 621.372.22.001.24

Dr. Vágó, I.:

**Berechnung von Netzmodellen mit Nullatoren und Noratoren**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) № 9.

In dem Artikel wird solche Berechnungsmethode erörtert, welche auf Netzmodelle mit Nullatoren und Noratoren anwendbar ist. Die Schleifen- und Schnittmatrix der Schaltung werden zur Berechnung angewendet. Zur Bestimmung der Spannungen, oder der Ströme muss solches Gleichungssystem erlöst werden, welches so viel Unbekanntes enthält wie die Anzahl der Impedanz enthaltenden Baumzweige bzw. Bindezweige.



DK 621.372.54:681.32

Kormos, I.:

**Digitale Filter**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 9.

In dem Artikel werden die digitalen Filter als äquivalente Typen mit Abtastmethode der klassischen Analog-RLC-Filtern diskutiert. Es werden ihre Vorteile und Nachteile, ferner ihre gebräuchlichsten Anwendungsgebiete erörtert. Es wird kurz die Funktion der kommutativen, ferner nonrekursiven oder transversalen Filter beschrieben. Es wird eingehend mit dem rekursiven Filter beschäftigt. Es werden die zwei am meisten verbreiteten Approximationsmethoden erörtert: die Methode der Impulsinvarianz und der bilinearen „z“-Transformation. Die Fragen der Ausführung werden besprochen und ein Zahlbeispiel mitgeteilt.

DK 621.314.21.001.2

Kálmán, I.:

**Entwurf von Netztransformatoren**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 9.

In dem Artikel bestimmt der Verfasser die Entwurfsformeln der Netztransformatoren, welche im Betrieb mit Flusswinkelbelastung arbeiten. Die zulässige maximale Erwärmung und die optimale Ausnutzung des Wicklungsquerschnittes werden in Acht genommen.

**Summaries**

UDC 621.372.2.09:681.3.06

Dr. Tarnay, K.,—Dr. Székely, V.:

**TRANZ-TRAN Nonlinear Circuit Analysis Programme**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 9.

The paper presents the nonlinear circuit analysis programme system developed by the Chair of Electronic Devices, Technical University of Budapest. The direct current small-signal alternating current programme system is suitable for noise analysis, computation of transfer characteristics, sensitivity test and transient analysis. The paper discusses the set of models of the programme system, the solution algorithm and the experiences in use, all three of which are illustrated by many endurance test results.

UDC 621.372.22.001.24

Dr. Vágó, I.:

**Computation of Network Models Containing Nullators and Norators**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 9.

In the paper such a computation method is presented which can be applied to models containing nullators and norators. To the computation the loop and the cut set matrix are used. To determine the voltages or the currents an equation system shall be used, which contains the same number of unknown quantities as those of twigs and links, containing impedances.

UDC 621.372.54:681.32

Kormos, I.:

**Digital Filters**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 9.

In the paper the digital filters are dealt with as the sampling type equivalents of the classical analogue RLC filters. Their advantages and disadvantages, further their most frequent fields of application are presented. The function of the commutative, non-recursive or transversal filters are briefly described. The recursive filter is discussed in detail. The best known two approximation methods the pulse invariance method and the bilinear "z" transformation method are described. The problems of realization are discussed and a numerical example is shown.

UDC 621.314.21.001.2

Kálmán, I.:

**Design of Mains Transformers**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 9.

In the paper the design formulas of transformers operating on a load of flow angle service are determined. The allowable maximum warming up and the optimal utilization of the winding section are taken into account.

**Résumés**

CDU 621.372.2.09:681.3.06

Dr. Tarnay, K.—Dr. Székely, V.:

**Le programme TRANZ-TRAN pour l'analyse des circuits nonlinéaires**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 9.

L'article expose le système des programmes pour l'analyse des circuits non-linéaires, élaboré dans la Chaire des dispositifs électroniques de l'Université technique de Budapest, entre les années 1968 et 1972. Le système des programmes pour courant continu et petits signaux à courant alternatif est propre aux tâches suivantes: analyse de bruit, calcul de la caractéristique de transfert, examination de la sensibilité, ainsi que analyse des phénomènes transitoires. L'ensemble des modèles, les algorithmes de résolution et les expériences d'utilisation sont décrits, illustrés par plusieurs résultats de l'exploitation des ordinateurs.

CDU 621.372.22.001.24

Dr. Vágó, I.:

**Calculs des modèles de réseau comprenant nullators et norators**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 9.

Une méthode de calcul, applicable aux modèles de réseau comprenant nullators et norators, est exposée. Les matrices de maille et de coupure du circuit sont utilisées. Pour déterminer les tensions ou les courants, un système d'équations contenant inconnus, le nombre desquels est identique avec le nombre des branches des arbres ou bien des branches de liaison comprenant des impédances doit être résolu.

CDU 621.372.54:681.32

Kormos, I.:

**Filtres numériques**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 9.

L'article traite les filtres numériques comme les équivalents des filtres analogiques, dérivés par discrimination. Leurs avantages et désavantages ainsi que leurs domaines d'application sont exposés. Le fonctionnement des filtres à commutation, ainsi que des filtres non-récurrents ou transversaux est brièvement décrit. L'examen des filtres récurrents est plus détaillé. Les deux méthodes les plus utilisées d'approximation: l'invariance d'impulsions et transformation «z» bilinéaire, sont analysées. Problèmes de réalisation et un exemple numérique sont aussi présentés.

CDU 621.314.21.001.2

Kálmán, I.:

**Projet des transformateurs de secteur**

HÍRADÁSTECHNIKA (Budapest) XXIV. (1973) N° 9.

Les formules pour projeter des transformateurs de secteur, travaillant dans service à charge d'angle d'écoulement sont déterminées. La surchauffe maximale permmissible et l'utilisation optimale de la section de bobinage sont aussi considérées.



## SZEMLE

A Nippon Telegraph and Telephone Corp. egyik laboratóriumában új tárolót fejlesztettek ki, amelynek tartalma az Ovinic-tárolóéhoz hasonlóan módosítható. Itt azonban optikailag működő rendszerről van szó, amely az elektronikus funkcionáló félvezetős tárolókkal szemben konkurenciát képezhet.

Információhordozóként a szokásos, üvegből készült hordozólapon 0,5...1  $\mu\text{m}$  vastagságban felpárolgatott arzén-szelen-germánium-üveg-réteg szolgál. A jelek nagy tárolási sűrűséggel hologramok formájában vagy normál fényvel írhatók be.

A nagy fényáteresztőképességet a réteg feketítésével addig csökkentik, hogy 1 : 6-os kontraszt adódjék. Egyidejűleg a törésmutató is megváltozik. Az adattárolóként későbbi alkalmazásnál annak a ténynek van jelentősége, hogy a megjelenítéshez csupán 0,1 Joule/cm<sup>2</sup>-es energia szükséges.

A kísérletek alkalmával bebizonyosodott, hogy a hologramok — melyek leolvasásakor a módosított törésmutatót értékelik ki — jobban olvashatók, mintha a fényáteresztőképesség változását használnák ki. A tárolt információk „néhány Joule-lal” szelektíven törölhetők. A tároló tökéletes törlése felmelegítéssel érhető el.

Az új tároló a közeljövőben aligha ér el gyakorlati jelentőséget. Amint az ismeretes, az Egyesült Államokban is több helyen végeznek nagysűrűségű optikai tárolók gyártásával kapcsolatos kísérleteket (így például az RCA-nál kristály-hologramokkal). Ezeknek azonban — ugyanúgy, mint pl. a Bell Laboratories mágnesbuborékos tárolóinak — még nagyon sok időre van szükségük a gyakorlati alkalmazásig. A hagyományos elektromos félvezetős tárolóknak a ténylegesen szükséges tárolási sűrűségekhez és kapacitásokhoz a továbbiakban is teljesen kielégítőnek kell lenniük. (Radio Elektronik Schau, 1972 48. k. 5. sz.)

\*

A Toshiba újonnan kifejlesztett 110°-os eltérítésű fekete-mátrixos, 20 DW 72 típusú, „széles látószögű Briteron” elnevezésű színes tv-képcsővének négyszögletes kónusza van, nagy átmérőjű és elektronagyúit egyenes vonalban rendezték el. Ezáltal kerül el a 110°-os eltérítésű színes képcsők eddigi hibáit: az eltérítési hibát, a szindivergenciát, a nagy fogyasztást, a gyengébb képminőséget és a csekély világosságot. Az új képcsők a fogyasztás és a képminőség szempontjából jobbak a 90°-os csöveknél.

Az igen jó hatásfokú négyszögletes eltérítőtekerccsel 40%-kal csökkent a teljesítményfelvétel az eltérítésnél; E-magos kétpólusú konvergenciaeljárás segítségével 50%-kal csökkenthető a fogyasztás.

A Sharp teljesen új képcsőtípust is kifejlesztett: a „linitron”-t a hagyományos lyukmaszkos csövek helyett használják.

A hagyományos lyukmaszkos csövekben az elektronagyúik egyenlő oldalú háromszög alakban vannak elrendezve, a linitroncsövekben pedig egyenes vonalban sorakoznak egymás mellett. A hagyományos csövekben a lyukmaszkok kör alakúak, a linitron-csővekben téglalap-formájúak.

Ezzel az új képcsőtípussal igen leegyszerűsödik a szintónusok kiegyenlítése, megszűnik a szín-drift és megnő a világosság, vagyis a kép élesebb és kontrasztosabb lesz.

Hasonló elven alapul a Sony által kifejlesztett „gyémántmaszkos” cső. A Sharp csövével szemben, amely három elektronagyúval működik, a Sony-cső csak egy elektronagyút használ.

Miután a linitron-csővek átviteli tényezője 16%, a körlyukmaszkos csöveké pedig 15%, a linitron-cső ennek megfelelően világosabb. Sőt fekete mátrix van az ernyőjén, ami tovább növeli a kontrasztot és a színelosódás teljesen megszűnik.

A linitron lyuktávolsága nagyjából megegyezik a hagyományos csövekéivel. Minthogy nincs függőleges irányú eltérés és elmarad a jusztirozás, ez a csőtípus különösen alkalmas hordozható készülékekhez.

A Toshiba és a Sharp által közösen kifejlesztett 101 C—10L típusjelű (90°-os eltérítésű) képcső mátrixa is fekete; a következő lépés a szintén közös 110°-os képcső kifejlesztése lesz. (Japan Electronic Industry, 1972. 19. k. 5. sz.)

A Toshiba kutató- és fejlesztőközpontja három új, kiszélesített üzemi hőmérséklettartománnyal rendelkező folyékonykristályos anyagról ad hírt. A jelenlegi terv keretében kifejlesztett nematikus folyékonykristályok rendkívül stabilak a — 17...+51, — 6...+65, valamint +3...+79 °C-os tartományokban, emellett igen kicsi a feszültség- és energiaigényük. Elegendő 10 és 50 V közötti feszültség és néhány mikrowatt négyzetcentiméterenként úgy, hogy lehetséges a közvetlen csatlakoztatás számítógépek, elektronikus órák stb. integrált áramköreihez. A kontraszt 60 : 1, tehát jobb a legtöbb ismert folyékonykristálnál. A reakcióidő 10 és 20 ms között van, az élettartam meg fogja haladni a 10 000 órát. (Elektron, 1972. 3. 5. sz.)

\*

Az egyik legnagyobb távlatokkal rendelkező optoelektronikus építőelem a színes, folyékonykristályos cella. A fejlesztésen és a megfelelő típusok sorozatgyártásán számos országban tartósan dolgoznak; Ausztriában az Electrovac már figyelemre méltó eredményeket ért el. A Német Szövetségi Köztársaságban az AEG-Telefunken szintén nagyon aktív ezen a területen.

A Siemens cég a Hannoveri Vásár alkalmából állított ki ilyen kijelzőelemeket, melyek fő alkotórészét folyékonykristályok képezik. A színfelismerést szűrők révén érik el.

A polarizált fény feszültség alatt álló folyékonykristályos cellán való áthaladásakor depolarizálódik. A két, keresztben elhelyezett polarizációs szűrő között levő folyékonykristálycella fekete, feszültségráadásakor pedig fehér színben jelenik meg. Az ilyen fekete-fehér-átkapcsolásból színszűrő beszerelésével az elrendezés tetszés szerinti helyén nagyon egyszerűen fekete-színes-átkapcsoláshoz juthatunk. Ha a két polarizációs szűrő egyikét szelektív polarizátorra cseréljük ki — amely tehát csak a fényspektrum meghatározott részét polarizálja —, akkor két különböző színű pl. piros-zöld átkapcsolót is előállíthatunk.

\*

Ha meghatározott jeleket kell ábrázolnunk, akkor az elektródafelületet a folyékonykristály-elem elülső és hátulsó oldalán több-kevesebb egyedi elektródára osztjuk fel, melyek külön vezérelhetők. Az elektromos erőtér ezután csak ott hat a folyékonykristályra, ahol az elülső és hátulsó oldal feszültségforrással összekötött egyedi elektródái fedik egymást. Ily módon az egyedi elektródák megfelelő elrendezése és vezérlése révén a legkülönbözőbb jelek vagy feliratok jeleníthetők meg.

A színes folyékonykristályos kijelzők mindenekelőtt nagyon csekély teljesítményfogyasztásuk (kb. 1 W 1 m<sup>2</sup>-nyi kijelzőfelületenként) és kis vezérlőfeszültségük (5...10 V egyen- vagy váltakozófeszültség) révén tűnnek ki. Ezért a korszerű integrált félvezetőáramkörökkel kompatibilisek. (Radio Elektronik Schau, 1972. 48. k. 6. sz.)

\*

Az első, egyetlen chipen kialakított integrált, kereskedelmi AM-rádiókészüléket a Ferranti Ltd. fejlesztette ki CDI (Collector Diffusion Isolation) eljárás segítségével. Magán a chipen kívül csak egy telep (1,3 V-os), fejhallgató és antenna, valamint néhány kondenzátor szükséges a beállításához és a leválasztáshoz. A kimeneti hangteljesítmény 3 mW. Az integráció lehetővé teszi olcsó zseb-vevőkészülékek előállítását, amelyek tv-készülékekbe, magnetofonokba és számológépekbe építhetők be.

A beállított AM-kapcsolás szabadalmilag védett helymegtakarító kivitelben készül és TO—9-es műanyag házba illeszthető. Egyfokozatú teljesítményerősítőt hozzákapsolva egy szokásos hangszóró üzemeltetésére alkalmas.

A készülék külső, változtatható kondenzátor segítségével hangolható, a kapcsolás tartalmaz automatikus erősítésszabályozót is. A cég állítása szerint CDI-technikával szuperheterodin vevő is építhető külső járulékos építőelemek felhasználásával. (Electronics, 1972. 45. k. 15. sz.)



## RFT-mérőműszerek az NDK-ból

**BSM 301, BSM 401,  
FSM 6, FSM 7,  
FSM 8**

Ezek a típusjelek RFT-gyártmányú térerősség- és zavarótererősség mérőhelyeket jeleznek. Pontossági osztályuk szerint üzemi- és precíziós mérőműszerek, frekvencia-tartományuk: 0,1–1000 MHz

Különös ismertetőjelük:

- könnyű, precíz mérés
- megbízhatóság a rádiózavarok felkutatásában
- számos tartozékuk, mely sokrétű mérési feladatok megoldását teszi lehetővé
- alaplászerek a szelektív feszültségmérők részére

**Részletes műszaki  
és kereskedelmi információ:**

**Német Demokratikus Köztársaság  
Nagykövetsége  
27. Kereskedelempolitikai Osztály  
1143 Budapest,  
Népstadion út 101–103**

**MESSELEKTRONIK**

Exportálja:

*Elektrotechnik*

**EXPORT-IMPORT**

VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER  
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK

DDR 102 BERLIN ALEXANDERPLATZ  
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE